

THESE

présentée à l'

UNIVERSITE DE NANCY I

pour obtenir le

GRADE DE DOCTEUR-INGENIEUR

par

Ali MOTALLEBI

Ingénieur Ecole Polytechnique de TEHERAN

Ingénieur E.N.S.A.I.S.

Régulation de vitesse d'un moteur alimenté par un pont mixte à thyristors
et contrôlé par ordinateur.

soutenue le 2 Juin 1971 devant la Commission d'Examen.

Membres du Jury :

Président M. A. FRUHLING

Examineurs MM. E. GUDEFIN
J. PICHOR

Rapporteur M. R. HUSSON



Digitized by the Internet Archive
in 2026

https://archive.org/details/IA41551928_0012

THESE

présentée à l'

UNIVERSITE DE NANCY I

pour obtenir le

GRADE DE DOCTEUR-INGENIEUR

par

Ali MOTALLEBI

Ingénieur Ecole Polytechnique de TEHERAN

Ingénieur E.N.S.A.I.S.

Régulation de vitesse d'un moteur alimenté par un pont mixte à thyristor
et contrôlé par ordinateur.

soutenue le 2 Juin 1971 devant la Commission d'Examen.

Membres du Jury :

Président M. A. FRUHLING

Examineurs MM. E. GUDEFIN

J. PICHOR

Rapporteur M. R. HUSSON

Ce travail a été effectué au Laboratoire d'Automatique de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de NANCY, sous la direction de Monsieur le Professeur HUSSON. Qu'il trouve ici, l'expression de notre profonde gratitude pour l'accueil qu'il nous a réservé en son Laboratoire et pour toute la bienveillante attention avec laquelle il a suivi nos travaux.

Nous remercions Monsieur le Professeur A. FRUHLING, Directeur du Laboratoire d'Electricité et d'Automatismes de l'Université de NANCY I qui nous a fait l'honneur de présider notre jury.

Nous adressons nos plus vifs remerciements à Monsieur le Professeur E. GUDEFIN, d'avoir bien voulu faire partie de notre jury.

Nous tenons également à exprimer notre gratitude à Monsieur le Professeur J. PICHOR, pour la bienveillance avec laquelle il nous a accueilli à notre arrivée d'IRAN, nous permettant de commencer ce travail au Laboratoire d'Electronique Industrielle de l'E.N.S.A.I.S. Qu'il soit remercié également d'avoir accepté de faire partie du jury.

Notre sympathie va à tous nos collègues du Laboratoire d'Automatique, en remerciement de l'ambiance qu'ils ont su créer.

°

°

°

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION

CHAPITRE I : ALIMENTATION EN PUISSANCE DU MOTEUR.

- A - Généralités.
- B - Principe de fonctionnement du pont mixte.
 - . Calcul de la tension contrôlée.
 - . Calcul de la tension inverse.
- C - Protection d'un pont triphasé mixte par trois éléments limiteurs [Z].
- D - Calcul du courant du moteur pour une vitesse constante.
 - . Bibliographie.

CHAPITRE II : COMMANDE DU PONT MIXTE.

- . Principe et but de la commande.
- I - Réalisation et choix du circuit de commande.
 - . Commande verticale.
 - . Commande horizontale.
- II - Constitution des circuits de commande verticale.
 - . Elaboration de la tension de référence.
 - . Circuit de comparaison.
 - . Circuit de formation des impulsions.
 - . Circuits de puissance et alimentation, schéma général.
- III- Calcul de la tension moyenne U_m et l'angle d'amorçage en fonction de la tension de commande.
 - . Calcul du gain de système.
 - . Les courbes relevées.
 - . Bibliographie.

CHAPITRE III: CAPTEUR DE VITESSE. LIMITEUR D'INTENSITE.

- . Introduction.
- I - Capteur de vitesse.

II - Limiteur d'intensité.

a) Photocoupleur CPY-103.

. Filtre.

. Capteur d'intensité.

III- Fonctionnement du L.I.

- Fonctionnement analogique.

- Fonctionnement numérique.

CHAPITRE IV : FONCTIONS DE TRANSFERT.

A) Fonction de transfert du moteur.

I - Moteur alimenté par un échelon continu de tension.

II- Moteur alimenté par un pont mixte.

a) Analyse du régime permanent.

b) Analyse du régime transitoire.

c) Etude et calcul du paramètre λ .

B) Les fonctions de transfert des différents éléments composant la chaîne d'asservissement.

I - Fonction de transfert entre la tension de crête U_0 et l'angle d'amorçage θ .

II- Fonction de transfert de l'ensemble pont-moteur.

III- Fonction de transfert du capteur de vitesse.

IV - L'ordinateur I.B.M. 1800.

CHAPITRE V : ANALYSE ET SYNTHESE DU SYSTEME.

I - Equations du système.

II- Etude de la stabilité du système et choix de T.

III- Commande sous contrôle de l'ordinateur.

IV - Etude du système dans le cas de la marche en charge.

- Conclusion.

- Bibliographie.

I N T R O D U C T I O N

Les possibilités de plus en plus étendues des calculatrices électroniques entraînent leur mise en exploitation dans les domaines les plus variés de l'activité humaine. Parmi ceux-ci, l'automaticien est plus particulièrement intéressé par la conduite des processus industriels et scientifiques.

On peut citer comme applications les plus spectaculaires de l'ordinateur en ce domaine , la conduite de tranches thermiques de plusieurs centaines de M.W. et le contrôle des unités, raffinerie, chimique, etc ... et bien sûr la commande des trajectoires des véhicules interplanétaires.

Mais l'utilisation des calculateurs numériques en automatisme oblige à reconsidérer l'utilité des méthodes existantes et à envisager des méthodes nouvelles ou améliorées.

C'est dans ce but que nous avons réalisé un asservissement de vitesse d'un moteur à courant continu au moyen d'un ordinateur I.B.M.-1800.

- Dans le premier chapitre, nous trouverons la description de l'alimentation en puissance du moteur, consistant en un pont mixte 3 thyristors, 3 diodes.
- Puis le deuxième chapitre, nous décrira les circuits de commande de l'angle d'amorçage ainsi que les relations entre ce dernier et la tension de commande et la tension moyenne à la sortie du pont.
- Ensuite, nous considérons dans le chapitre trois, la réalisation du capteur de vitesse et du limiteur d'intensité.
- Le chapitre quatre est consacré aux fonctions de transfert et aux méthodes de linéarisation des éléments de commande du système.
- C'est le chapitre cinq qui contient l'analyse et la synthèse du système, sa commande par ordinateur et les résultats expérimentaux.

CHAPITRE I

ALIMENTATION EN PUISSANCE DU MOTEUR

A - GENERALITES.

1. Le problème posé a été étudié sur un moteur à courant continu ayant les caractéristiques suivantes :

2 Pôles : TENSION d'induit 180V : 3,7 KW : 0-1850 t/min. à excitation constante.

2. Un pont mixte triphasé avec 3 thyristors et 3 diodes a été choisi pour l'alimentation en courant continu (pulsée).

Les caractéristiques des soupapes électriques sont les suivantes :

Soupape	TYPE	V _{RRM}	V _{RSM}	Min. cate requirements at 25°C		I _H	I _{TSM}	Max : Fusing cond PIC courant
				V	mA			
		"V"	"V"			mA	10 ms A	A
THYRISTORS	40 RCS40	400	500	3	110	200	900	1260 A
DIODES	40 HF 40	400	500	-	-	-	-	-

Un radiateur en aluminium moulé assure le refroidissement. Les diodes sont montées "anodes communes" et les thyristors sont montés "cathodes communes".

3. La tension d'alimentation du pont est 3x127V, elle permet d'obtenir une plage de variation de la tension aux bornes du moteur suffisante pour les différentes charges et de ne pas dépasser la tension inverse maximale.

B - PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DU PONT MIXTE.

1 - Forme de la tension contrôlée U_{C0} du pont.

Le courant continu instantané i_c à travers la charge Z correspond à un instant donné, à la plus grande des six différences de potentiel :

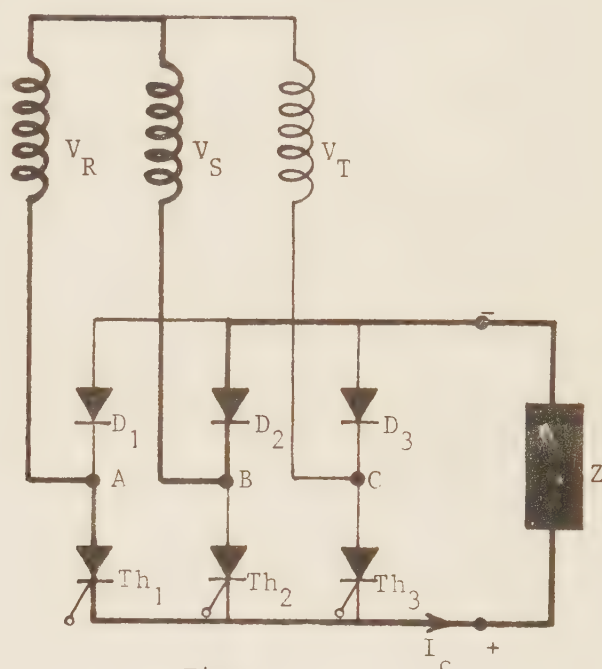
$$V_A - V_B = V_R - V_S$$

·
·
·

$$V_C - V_B = V_T - V_S$$

qui se succèdent dans cet ordre.

Le circuit en trait fort de la figure (1) est l'un des six trajets du courant i_c , avec les tensions :

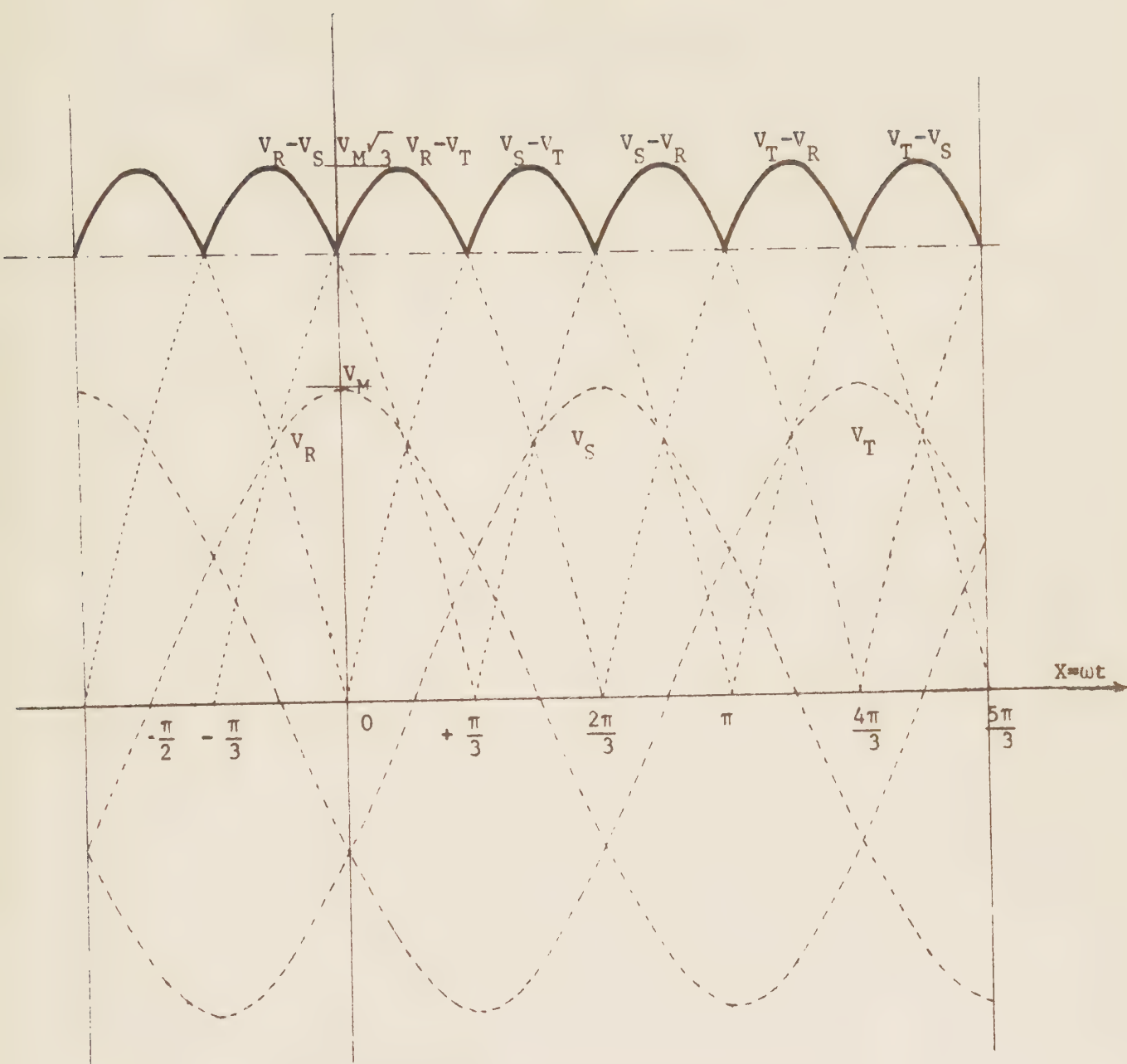


-Fig. 1-

$$V_R = V_M \cos x, \quad V_S = V_M \cos\left(x - \frac{2\pi}{3}\right), \quad V_T = V_M \cos\left(x - \frac{4\pi}{3}\right),$$

Ce trajet est établi. Pour un angle de retard α nul, quand la tension $V_R - V_S$ est supérieure aux autres, ce qui correspond à l'intervalle $-\frac{\pi}{3}, 0$.

La tension continue instantanée U_C est alors représentée par la courbe de la figure (2) $\alpha = 0$.

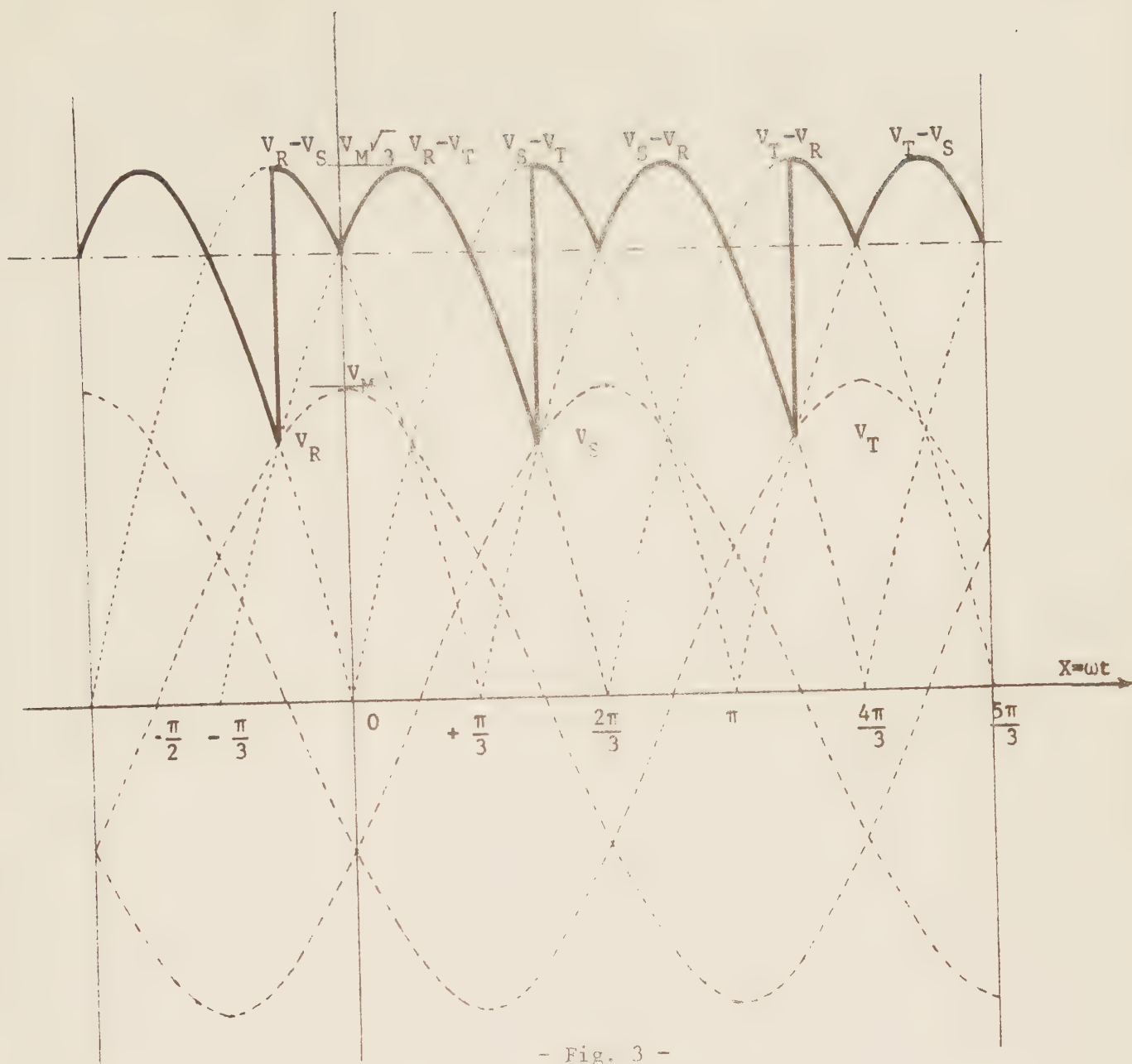


- Fig. 2-

Angle de retard $\alpha = 0$

Angle d'amorçage $\theta = \pi$

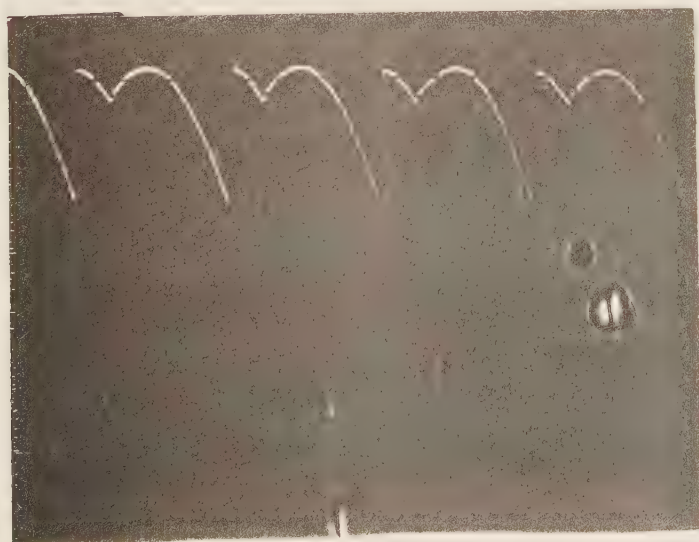
Pour un angle de retard $\alpha \neq 0$, la courbe représentant la tension continue U_C prend les aspects indiqués sur les figures (3 et 4).



- Fig. 3 -

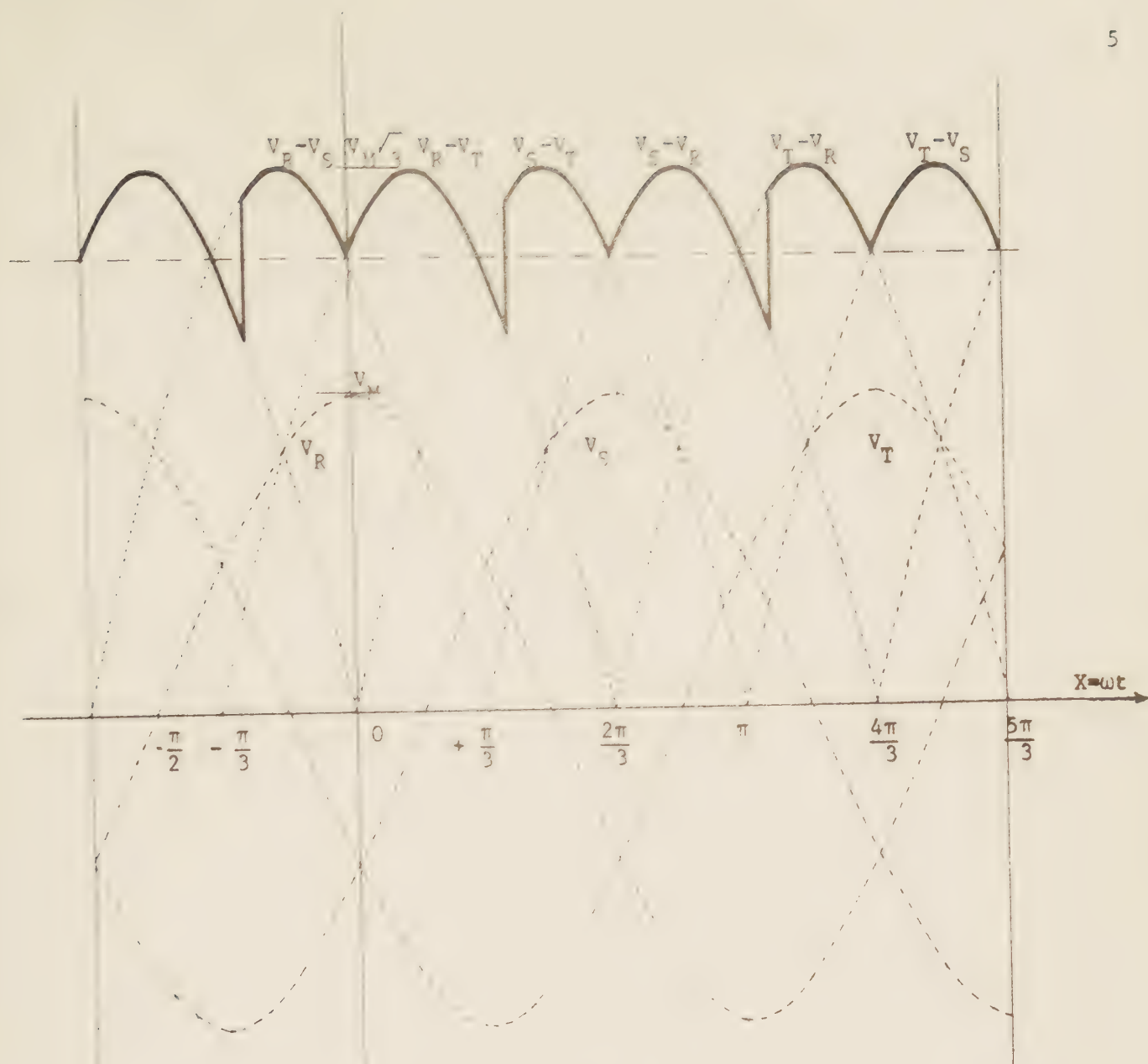
$$\alpha = 30^\circ$$

$$\theta = 150^\circ$$



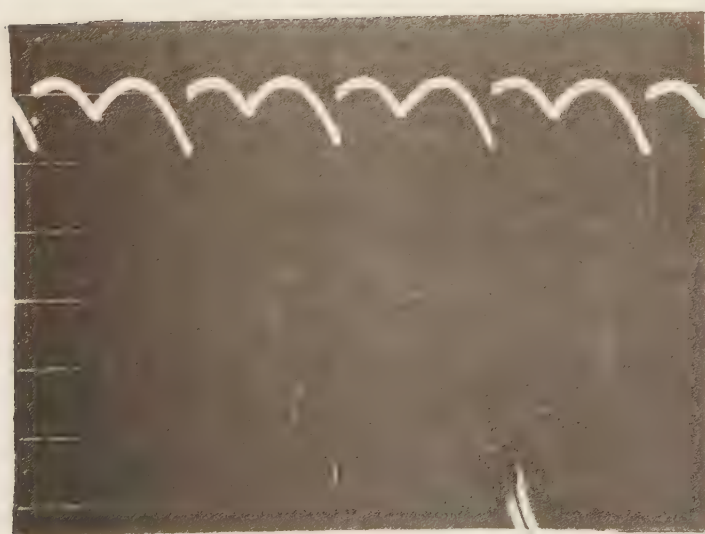
angle d'amorçage

$$\theta = \pi - 30$$



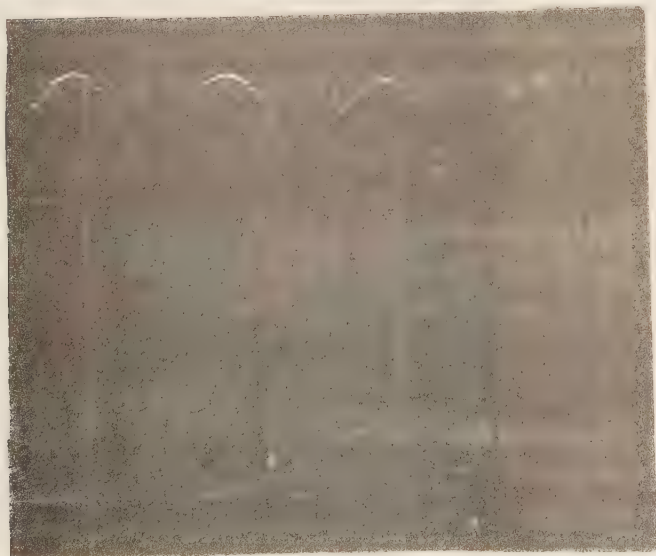
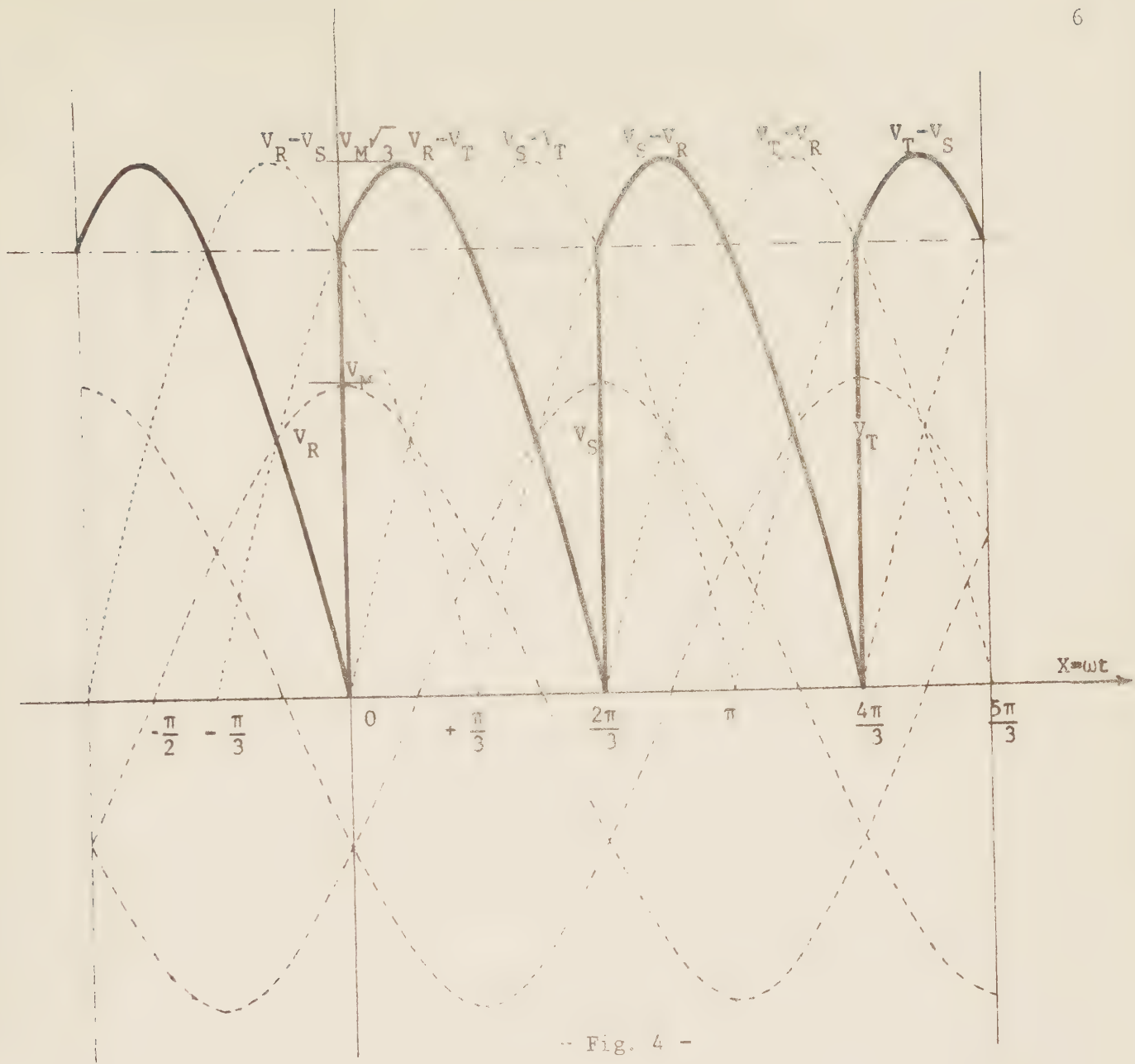
- Fig. 3' -

$$\alpha = 15^\circ$$



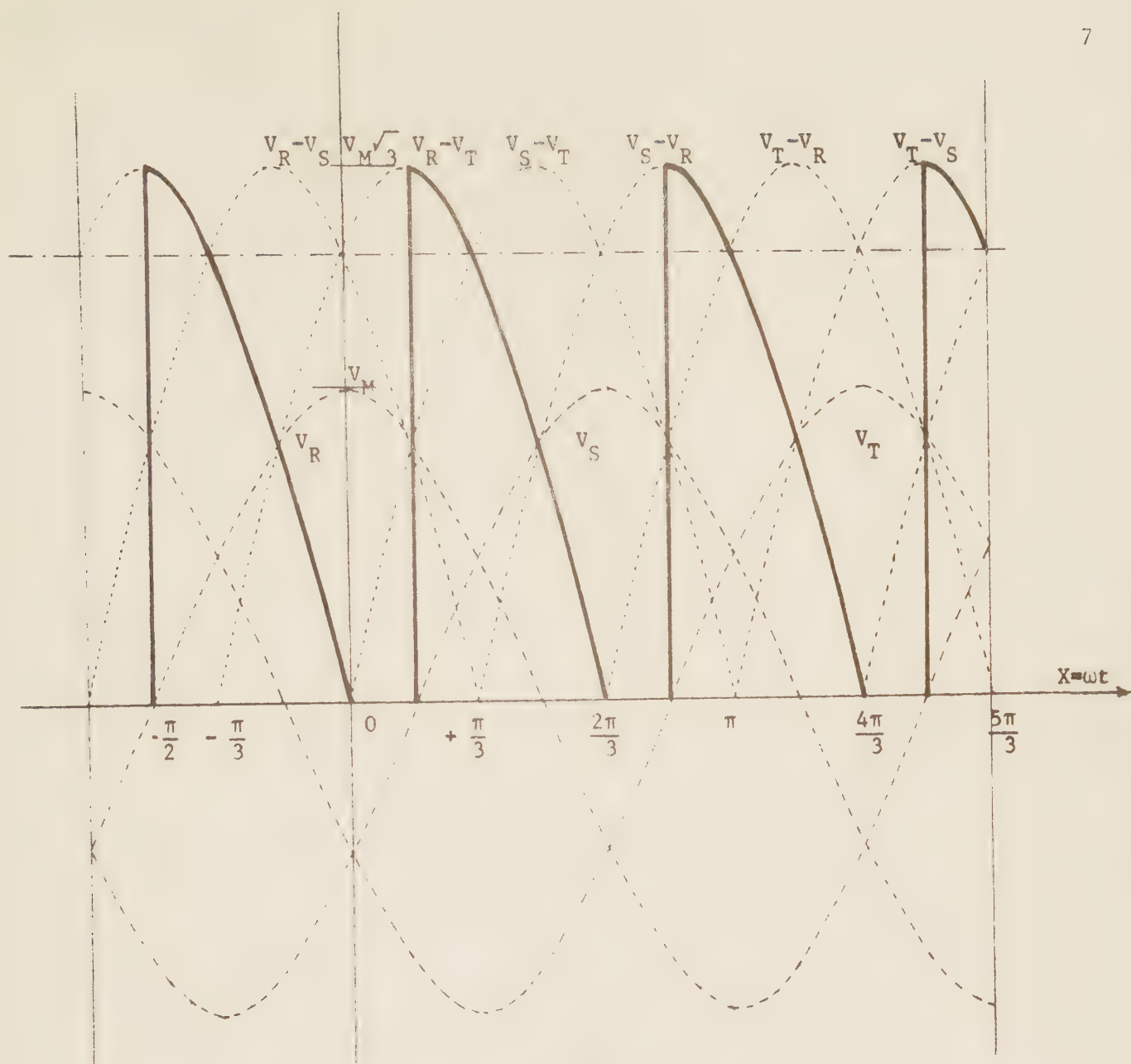
angle d'amorçage

$$\theta = \pi = 15^\circ$$



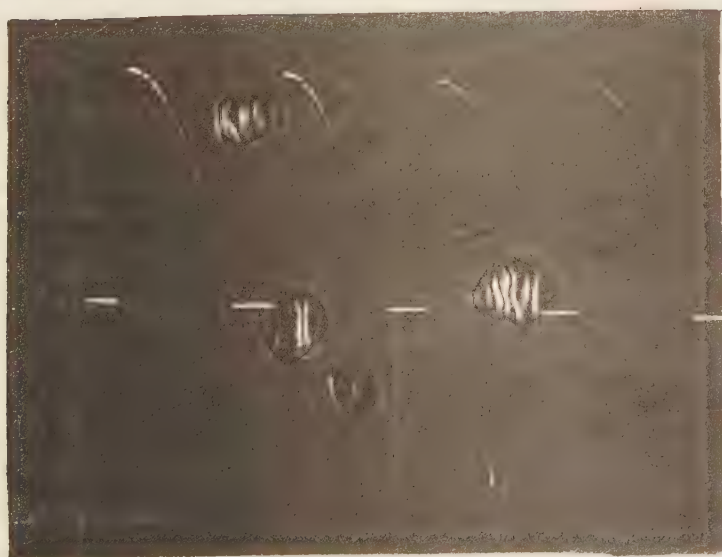
angle d'amorçage

$$\theta = \pi - 60^\circ$$



- Fig. 4' -

$$\alpha = \frac{\pi}{2}$$



angle d'amorçage

$$\theta = \pi - 90^\circ$$

2 - Calcul de $U_{C\theta}$:

Pour $0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3}$, les courbes $U_C(x)$ montrent que :

$$U_C = V_R - V_S \quad \text{entre } -\frac{\pi}{3} + \alpha \text{ et } 0$$

$$U_C = V_R - V_T \quad \text{entre } 0 \text{ et } \left(-\frac{\pi}{3} + \alpha\right) + \frac{2\pi}{3} = \alpha + \frac{\pi}{3}$$

le courant ne s'interrompt pas au cours de la période et le calcul de la tension continue moyenne $U_{C\theta}$ donne :

$$\text{avec } \alpha = \pi - \theta$$

$$U_{C\theta} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_M \frac{1 + \cos \alpha}{2} = \frac{3 \cdot \sqrt{3}}{\pi} V_M \frac{1 - \cos \theta}{2}$$

α est l'angle de retard, θ l'angle d'amorçage.

Pour $\alpha = \pi - \theta \geq \frac{\pi}{3}$

$$V_R - V_T = V_M \left[\cos x - \cos \left(x - \frac{4\pi}{3}\right) \right] = V_M \sqrt{3} \cos \left(x - \frac{\pi}{6}\right)$$

$$U_C = \frac{1}{\frac{2\pi}{3}} \int_{\alpha - \frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} V_M \sqrt{3} \cos \left(x - \frac{\pi}{6}\right) dx = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_M \left[\sin \left(x - \frac{\pi}{6}\right) \right]_{\alpha - \frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}}$$

$$\text{d'où : } U_{C\theta} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_M (1 + \cos \alpha) = \frac{3 \cdot \sqrt{3}}{2\pi} V_M (1 - \cos \theta)$$

Pour $0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3}$

$$V_R - V_S = V_M \left[\cos x - \cos \left(x - \frac{2\pi}{3} \right) \right] = V_M \cdot \sqrt{3} \cos \left(x + \frac{\pi}{6} \right)$$

$$U_{C\theta} = \frac{1}{2\pi} \left[\int_{\alpha - \frac{\pi}{3}}^0 (V_R - V_S) dx + \int_0^{\alpha + \frac{\pi}{3}} (V_R - V_T) dx \right]$$

$$U_{C\theta} = \left[\frac{1}{2} - \sin \left(\alpha - \frac{\pi}{6} \right) + \sin \left(\alpha + \frac{\pi}{6} \right) + \frac{1}{2} \right] \frac{1}{2\pi} \times V_M \sqrt{3}$$

$$= \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_M \left[1 + 2 \sin \frac{\pi}{6} \cos \alpha \right] = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_M (1 + \cos \alpha) = \frac{3\sqrt{3} V_M}{2\pi} (1 - \cos \theta)$$

On remplace $V_M = V\sqrt{2}$ par la tension efficace entre deux phases d'alimentation

$U_{RS} = V \cdot \sqrt{3} = U$ on a :

$$V_M \cdot \sqrt{3} = (V \cdot \sqrt{3}) \cdot \sqrt{2} = U \cdot \sqrt{2}$$

On peut écrire :

$$U_{C\theta} = \frac{3 \cdot \sqrt{2} U}{2\pi} (1 - \cos \theta) = 0,675 U (1 - \cos \theta)$$

U_m : tension moyenne

$$U_m = U_{C\theta} = 0,675 U (1 - \cos \theta)$$

(1)

3 - Calcul de la tension inverse.

Etudions les variations de la tension aux bornes du thyristor ①

de $\frac{\pi}{6}$ à $\frac{5\pi}{6}$ ① conduit et laisse passer

$$V_R : V_A = V_B$$

de $\frac{5\pi}{6}$ à $\frac{3\pi}{2}$ ③ conduit et laisse passer

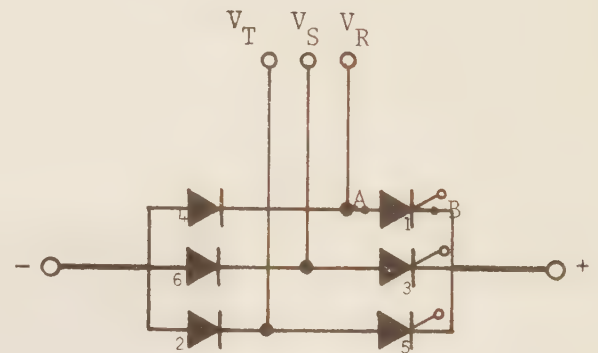
$$V_S : V_A - V_B = V_S - V_R$$

de $\frac{3\pi}{2}$ à $\frac{13\pi}{6}$ ⑤ conduit et laisse passer

$$V_T : V_A - V_B = V_T - V_R$$

$$\text{d'où} \begin{cases} V_R - V_S = V_M \sqrt{3} \cos \left(x - \frac{\pi}{3} \right) \\ V_R - V_T = V_M \sqrt{3} \cos \left(x - \frac{2\pi}{3} \right) \end{cases}$$

$$\boxed{V_i = V_M \cdot \sqrt{3} = U_M}$$



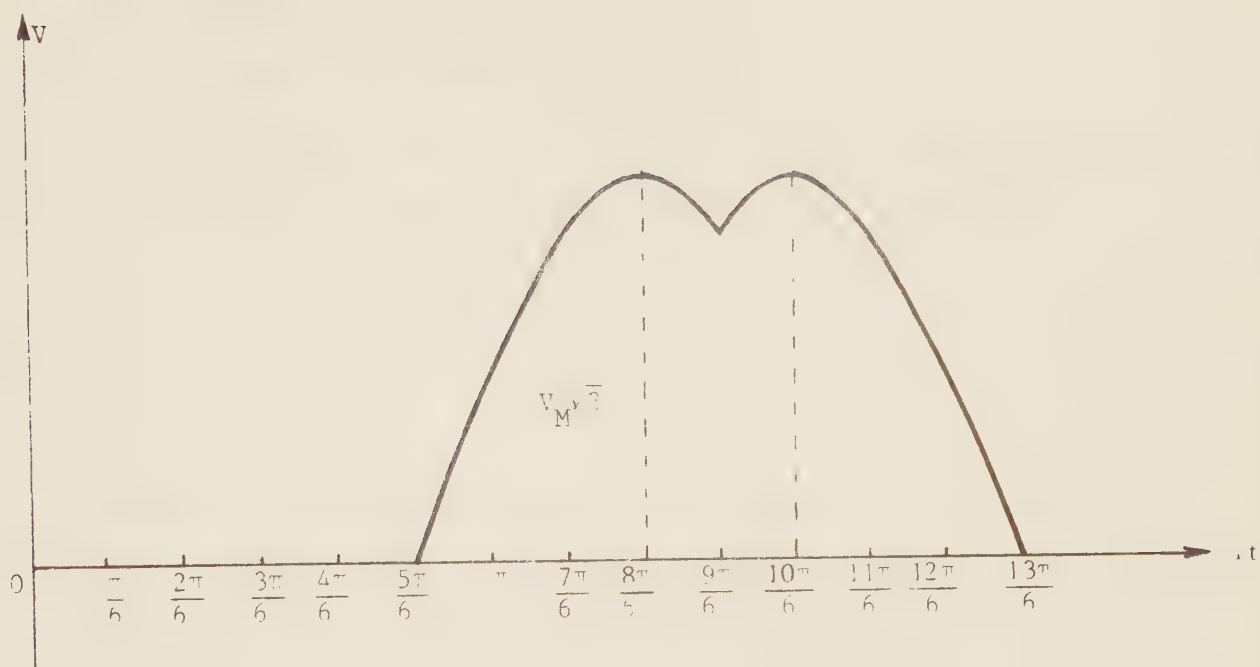
- Fig. 5 -

U_M : la tension maximum entre deux phases.

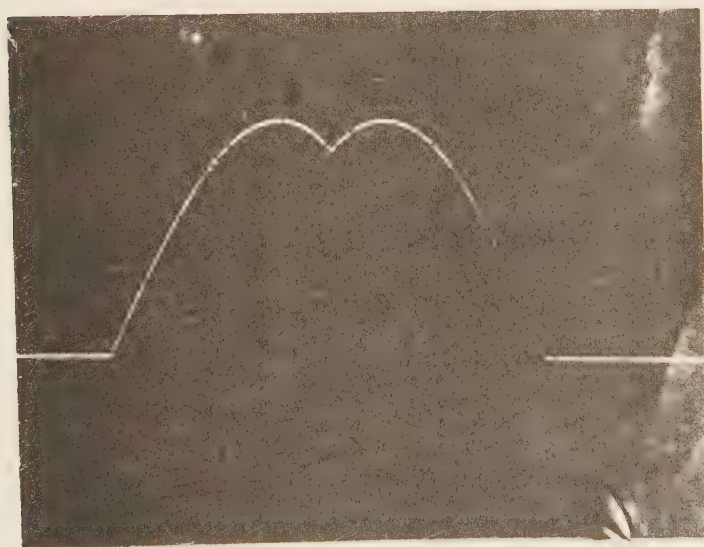
donc $V_i = 127 \cdot \sqrt{2} = 180V$: en prenant un coefficient de sécurité 2,5 on aura

$180 \times 2,5 = 450V$ si on utilise en plus un limiteur de tension Z

on est certain de rester dans la zone de sécurité.



- Fig. 6 -

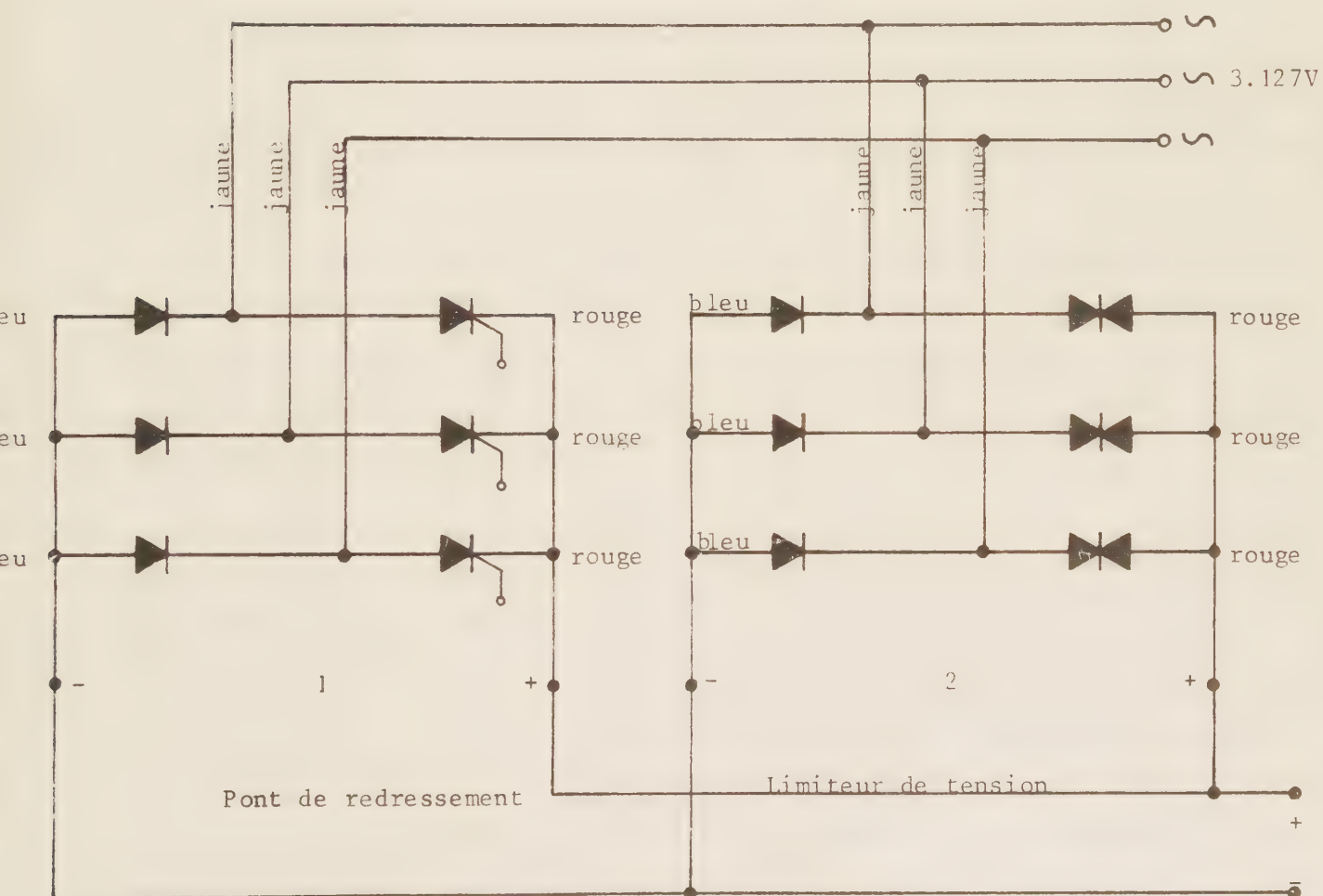


C - Protection d'un pont triphasé mixte par trois éléments limiteur [Z] :

1 - Les surtensions transitoires.

Elles peuvent être classées en trois groupes :

- les phénomènes de commutations, dans les circuits inductifs principalement et en particulier les transformateurs et les machines tournantes.



- Fig. 7 -

- les phénomènes atmosphériques,
- les phénomènes d'accumulation des porteurs de charge dans la jonction du redresseur.

Le premier groupe est pratiquement le plus important : on observe une surtension chaque fois que le courant traversant un circuit inductif varie, d'autant plus que la self inductance est plus grande et que la variation de courant est rapide, d'après la formule : $e = - \frac{d}{dt} (LI)$. Les surtensions instantanées peuvent atteindre 10 à 20 fois la valeur efficace du régime permanent : il est donc essentiel de protéger les composants semiconducteurs contre ces surtensions.

2 - Limitation des surtensions transitoires.

Les surtensions transitoires apparaissant aux bornes d'une portion AB de circuit peuvent être limitées en shuntant AB avec une impédance non inductrice appelée souvent "ballast" dans le cas où on utilise une résistance pure.

La limitation est d'autant plus efficace que l'énergie absorbée par cette impédance est grande, c'est-à-dire que sa valeur ohmique est faible, pendant le régime transitoire. Par contre, il n'est pas souhaitable que l'énergie consommée en régime permanent soit élevée, la valeur ohmique de ce shunt doit donc être élevée en régime permanent.

On conçoit par conséquent l'intérêt des impédances qui sont à la fois non inductives et "non linéaires", certaines cellules au sélénium convenablement traitées sont utilisables pour résoudre ce problème, leur utilisation a débuté vers les années 1960-1961. Il faut citer aussi la possibilité d'utiliser des shunts associant, pour la basse fréquence, capacité et résistances d'amortissement en série, et seulement des capacités pour la haute fréquence (en principe une deuxième capacité que l'on monte en parallèle avec le shunt basse fréquence). L'efficacité de ces shunts est limitée par la capacité du condensateur qui emmagasine l'énergie transitoire, donc l'élévation prohibitive de tension à ses bornes, si cette énergie est trop élevée pour l'ensemble du phénomène transitoire considéré, il subsiste une surtension qui peut être importante.

Le schéma équivalent à une cellule au sélénium (polarisé en inverse) comporte au contraire une résistance non linéaire et une capacité en parallèle, la résistance dérivant l'énergie transitoire au lieu de l'emmagasiner comme un condensateur seul.

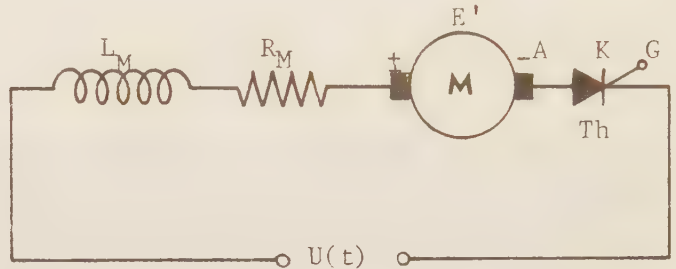
Les éléments $[Z]$ sont constitués de cellules anti-surtensions au sélénium, couplées en série pour tenir la tension inverse demandée.

D - CALCUL DU COURANT DU MOTEUR POUR UNE VITESSE CONSTANTE.

Ce calcul peut être effectué à partir du schéma de la fig. 8-a

$$U(t) = E' + L \frac{di}{dt} + Ri$$

$$V_M \sin t - E' = L \frac{di}{dt} + Ri$$



en écrivant la transformée de Laplace:

- Fig. 8-a -

$$\frac{1}{\omega} \cdot \frac{V_M}{1 + \frac{P^2}{\omega^2}} - \frac{E'}{P} = \frac{I(P)}{R} \left[\frac{L}{R} P + 1 \right] \quad \text{ou}$$

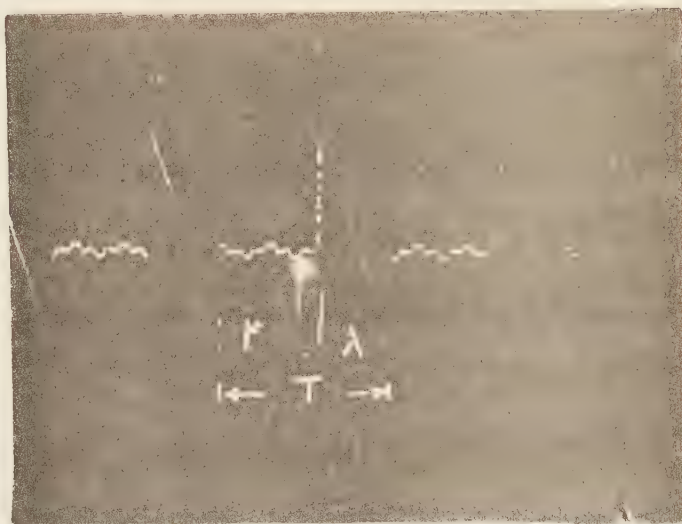
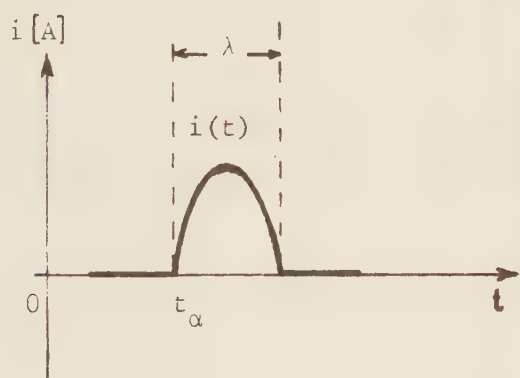
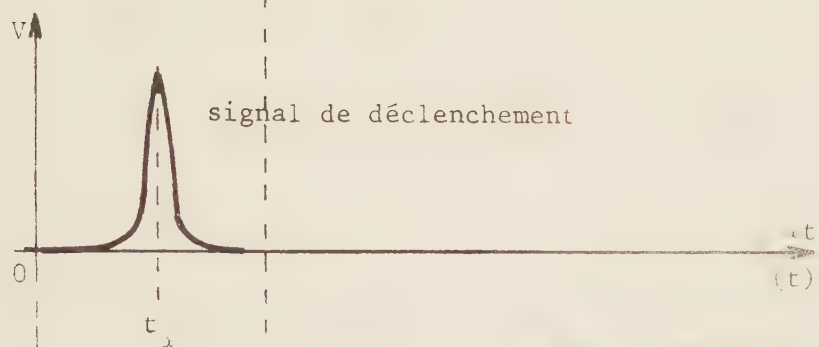
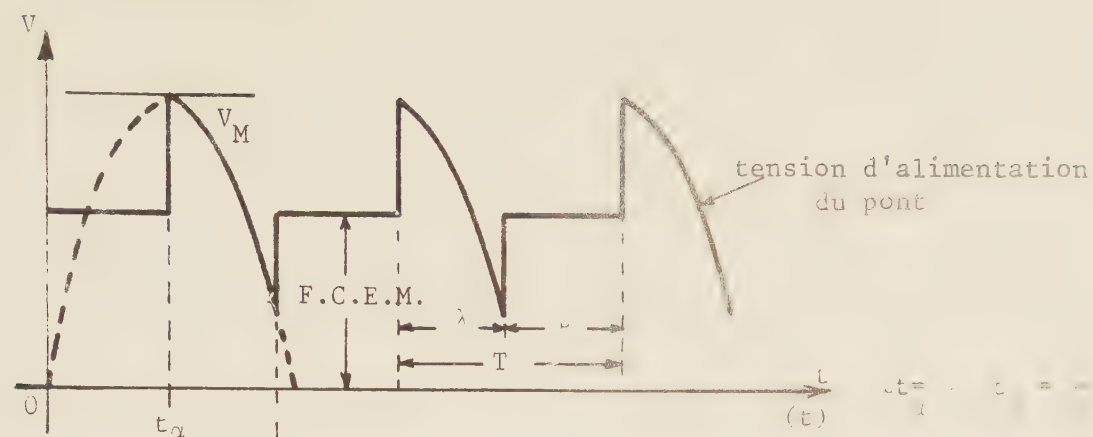
$$I(P) = \frac{R}{\omega \left(\frac{L}{R} P + 1 \right)} \cdot \frac{V_M}{\left(1 + \frac{P^2}{\omega^2} \right)} - \frac{R \cdot E'}{\left(\frac{L}{R} P + 1 \right)}$$

et en revenant à l'original on obtient l'expression du courant en fonction du temps dans le cas général.

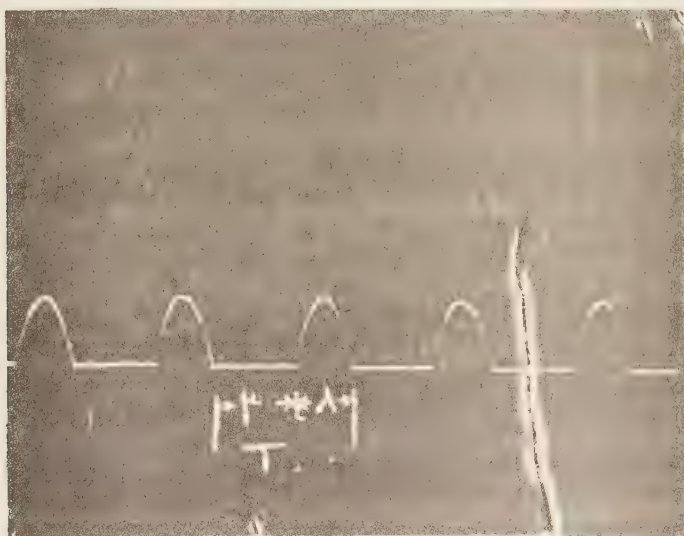
Avec $\tau = \frac{L}{R}$:
on a donc :

$$i(t) = \frac{V_M}{R\omega} \left[\frac{\tau \cdot \omega^2}{1 + \tau^2 \cdot \omega^2} e^{-\frac{t}{\tau}} + \frac{\omega \sin(\omega t - \phi)}{(1 + \tau^2 \cdot \omega^2)^{1/2}} \right] - \frac{E'}{R} (1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$$

La figure 8-b représente la forme du courant et de la tension d'alimentation du pont ainsi que celle du signal déclenchement.



- Fig - 8



λ : est la durée de passage du courant ou temps d'allumage du thyristor.

μ : est le temps pendant lequel le courant s'annule ainsi que le couple moteur :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f.\Omega + C_r = 0$$

$T = \lambda + \mu$: intervalle de temps entre deux impulsions

$$T = \frac{1}{n.f}$$

n : nombre de thyristors

F : fréquence du secteur

Les ondulations superposées à la force contre électro-motrice fig. 8-b proviennent des effets suivants :

- 1- Effet des dentures : elles produisent une déformation du flux principal et créent des harmoniques d'ordre élevé par rapport à l'harmonique principal.
 - 2- Effet de commutation : il produit des ondulations très légères sur la F.C.E.M.
 - 3- Effet dû à l'alimentation impulsionnelle : elle donne une légère fluctuation de la vitesse qui provoque une petite ondulation sur la F.C.E.M.
-

- BIBLIOGRAPHIE -

- 1 - J. LECORGUILLIER : Les vannes électroniques à électrodes de déclenchement et leurs applications. DUNOD, 1965.
- 2 - M. DEMONTVIGNIER : Soupapes électriques. Redresseurs. Onduleurs.
Tomes 1.2.4 : [E.S.E.]
- 3 - MANUEL TECHNIQUE Semiconducteur GENERAL ELECTRIQUE 1967.
- 4 - Manuel Technique Semiconducteur S.E.S.C.O. 1969.

o

o

--

CHAPITRE II

CIRCUIT DE COMMANDE ET DE CLENCHÉUR

- - -

PRINCIPE ET BUT DE LA COMMANDE : Nous cherchons à obtenir une variation linéaire de la tension moyenne à la sortie du pont en fonction de la tension de commande d'angle d'amorçage des thyristors.

Or, en considérant la forme de l'équation donnant la tension moyenne du pont mixte (vu dans le chapitre précédent) :

$$U_m = f(\theta) = 0,675U (1 - \cos\theta)$$

Il apparaît que la tension de commande doit varier comme un cosinus pour avoir une bonne linéarisation de la tension U_m .

En effet : il faut aboutir à : $\frac{\Delta U_m}{\Delta V_{com}} = \cos\theta$

soit encore $\frac{\Delta\alpha}{\Delta V_{com}} \times \frac{\Delta U_m}{\Delta\alpha} = \cos\theta$

Cette relation exprime que les variations de U_m en fonction de α doivent être en sens inverse de celle de α en fonction de V_{com} . Donc puisque $\frac{\Delta U_m}{\Delta\alpha} = K \sin\alpha$, $\frac{\Delta V_{com}}{\Delta\alpha}$ doit être égal à $K' \sin\alpha$. Les paragraphes suivants exposent la réalisation d'un tel système.

I - REALISATION ET CHOIX DU CIRCUIT DE COMMANDE.

Le déclenchement des thyristors peut s'opérer essentiellement de deux manières différentes :

- 1- commande verticale
- 2- commande horizontale

1- Commande verticale : la tension de contrôle de la gachette est obtenue par la superposition de deux tensions

a- une tension sinusoïdale fixe décalée de 90° en arrière par rapport à la tension d'anode (la cathode étant toujours prise comme référence),

b- une tension continue réglable dite de polarisation.

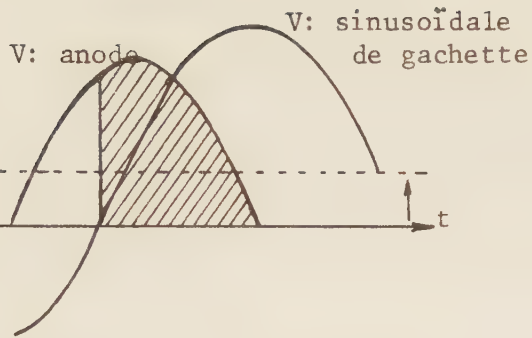
Trois réglages différents de cette tension sont présentés sur les figures 1, 2 et 3. Sur la figure 1 la tension de polarisation est positive. La tension instantanée de gachette passe par zéro en A pour devenir positive; l'anode étant positive, le courant s'établit et ne cesse de circuler que lorsque la tension d'anode repasse par zéro. En effet, et ceci est valable pour toutes les commandes, lorsque le thyristor est amorcé, la gachette perd totalement le contrôle du courant d'anode. Sur la figure 2 la polarisation de gachette diminue, devient même négative. Le point d'amorçage A se déplace vers la droite et la tension moyenne redressée diminue. Enfin, sur la figure 3 la polarisation est telle qu'aucun amorçage n'est possible, la tension appliquée devient nulle. Pour obtenir une excursion d'amorçage de 180° , c'est-à-dire une variation régulière de la tension appliquée de zéro à $V_{\max}$, il est nécessaire de déphaser la tension sinusoïdale de 90° . Le principe de ce système est présenté sur la fig. 4

Courbe n°1 représente la tension anodique $a \sin \omega t = a \sin \alpha$

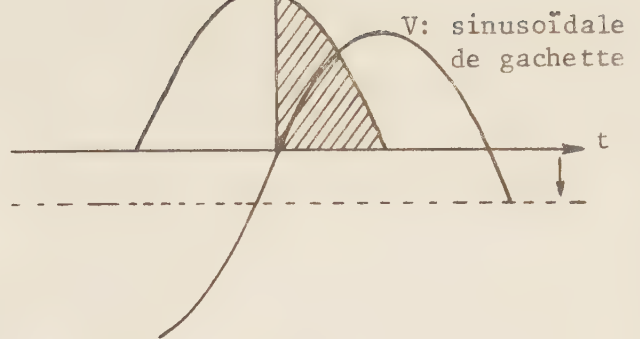
" n°3 " " " déphasé 90° $a' \cos \omega t = a' \cos \alpha$

" n°2 " " " $V_{\text{ref}} = V_p + a' \cos \omega t = a'(\cos \omega t + 1) = a'(\cos \alpha + 1)$

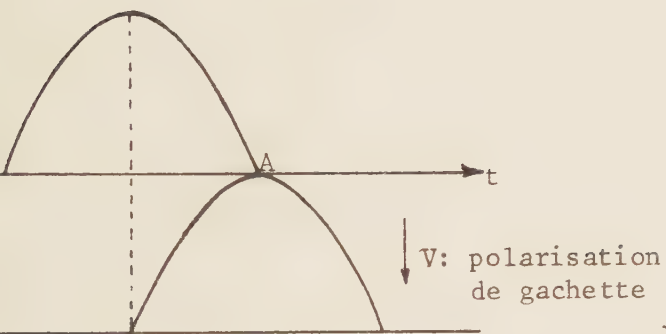
" n°4 " " " polarisation de gachette.



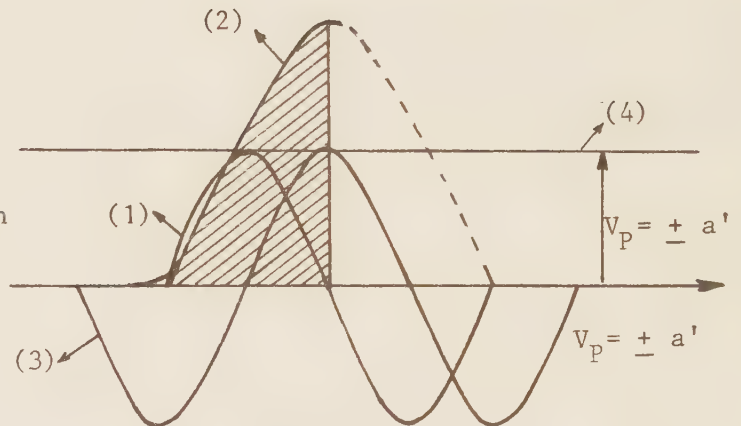
-Fig. 1-



- Fig. 2-



-Fig. 3-



- Fig. 4-

En considérant la partie "montante" de la courbe $a'(\cos\alpha+1)$ qui est synchrone avec la demi-alternance positive de la tension anodique $a \sin\alpha$ et en supprimant la partie "descendante" de la courbe $a'(\cos\alpha+1)$.

On obtient une tension qui est :

- synchrone avec la tension d'alimentation du thyristor
- qui a même allure de variation que la tension à la sortie du pont
- on appellera cette tension : la tension de référence de commande.

2- Commande horizontale :

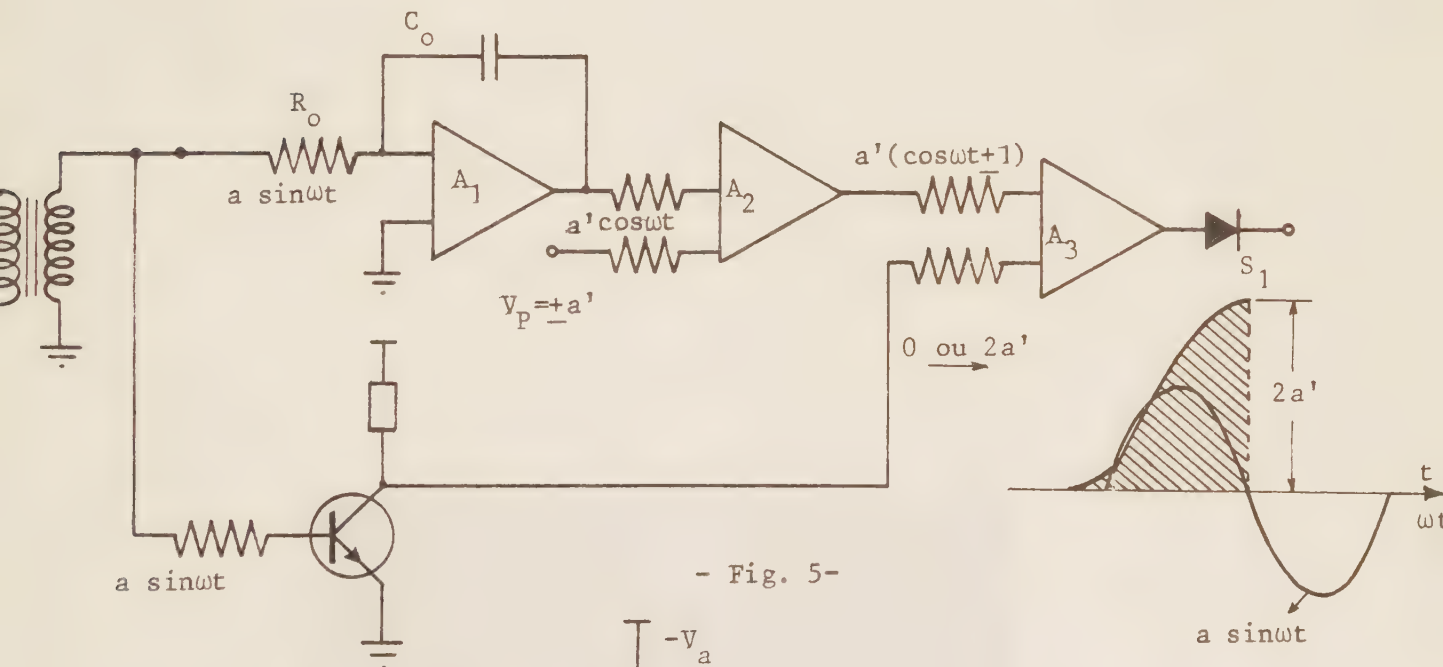
Le principe est identique quant à la tension alternative sinusoïdale de commande, mais on ne lui superpose aucune tension continue : on joue seulement sur le déphasage de la tension sinusoïdale de gachette par rapport à la tension d'anode par déphaseur RC, RL, amplificateur magnétique, etc ... Nous n'en parlerons plus, parce que nous n'avons pas utilisé cette forme de commande.

II - Constitution des circuits de commande verticale.

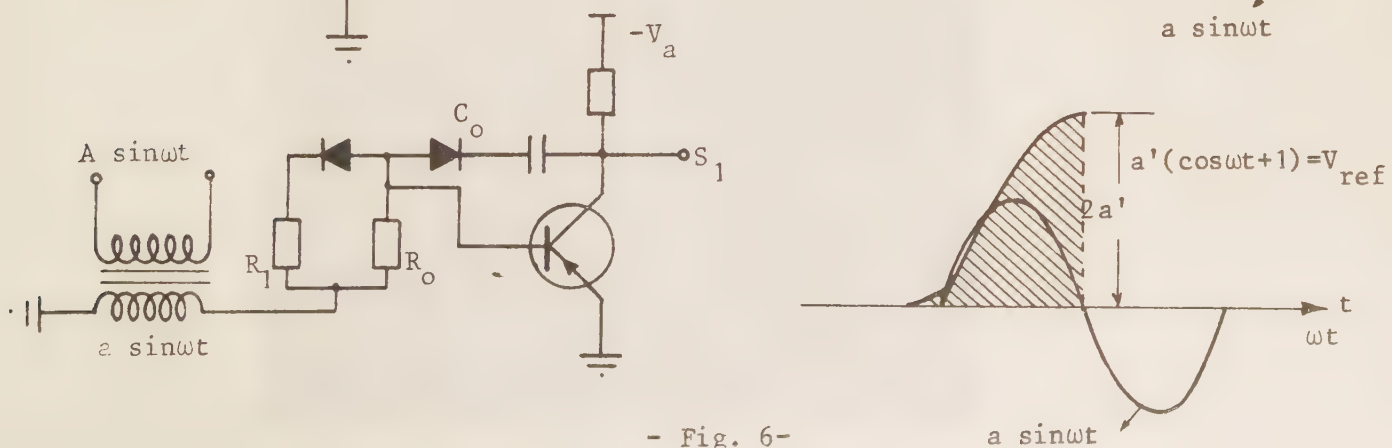
Le schéma d'ensemble devra donc comporter :

1- circuit d'élaboration de la tension de référence :

La mise en forme de la tension de référence s'obtient à partir d'une tension prise sur le réseau par l'intermédiaire d'un transformateur branché pour obtenir le front montant de la tension pendant la demi-période positive de la tension d'anode.



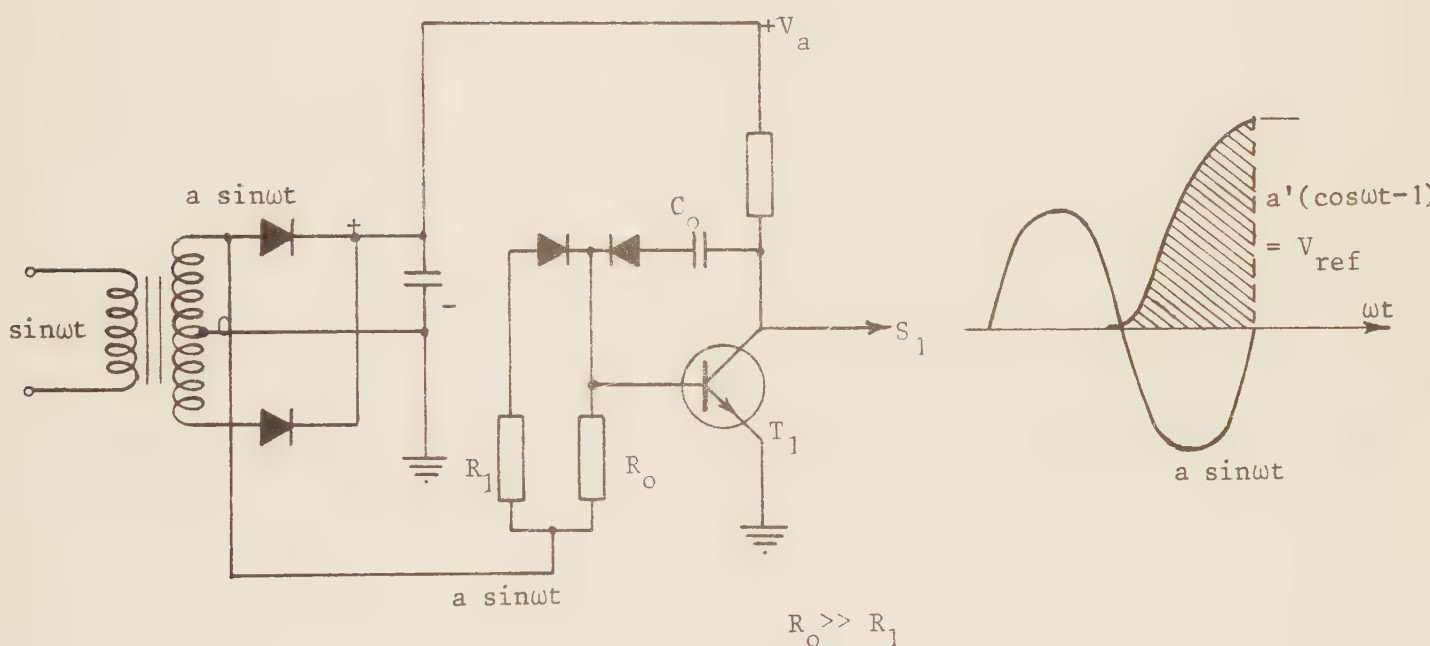
- Fig. 5-



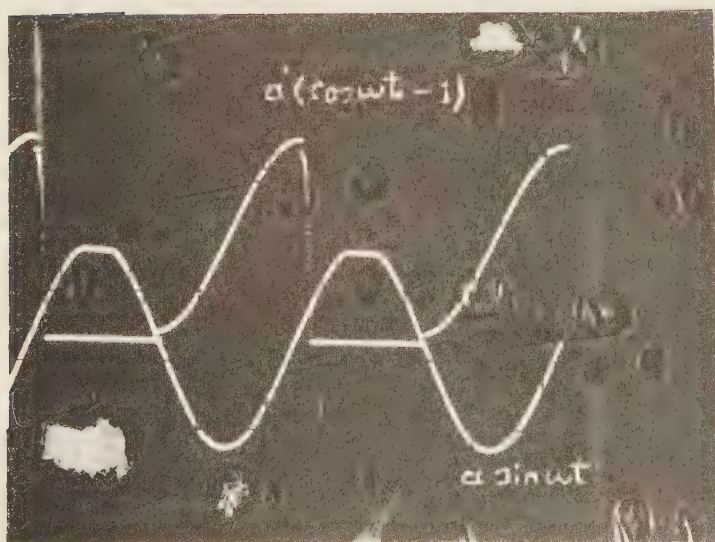
- Fig. 6-

Le principe de fonctionnement du générateur est représenté fig. 5 à l'aide d'éléments de calcul analogiques. La fig. 6 présente un circuit plus simple réalisant la même fonction, en effet il produit une tension fonction du temps, à l'aide d'un circuit formé par un condensateur et une résistance [INTEGRATEUR] .

En comparant les deux circuits fig. 5 et fig. 6 on constate qu'ils sont équivalents.

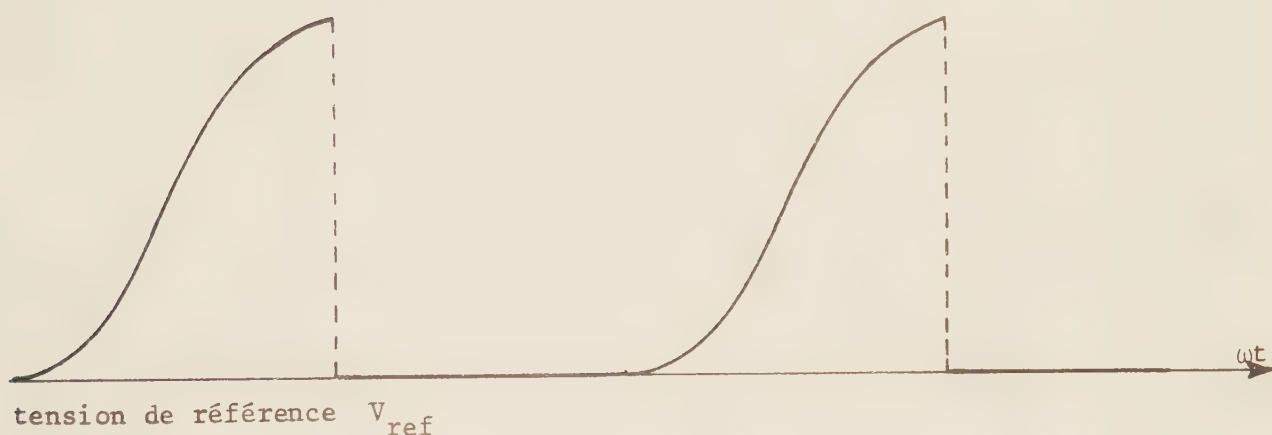


- Fig. 7 -

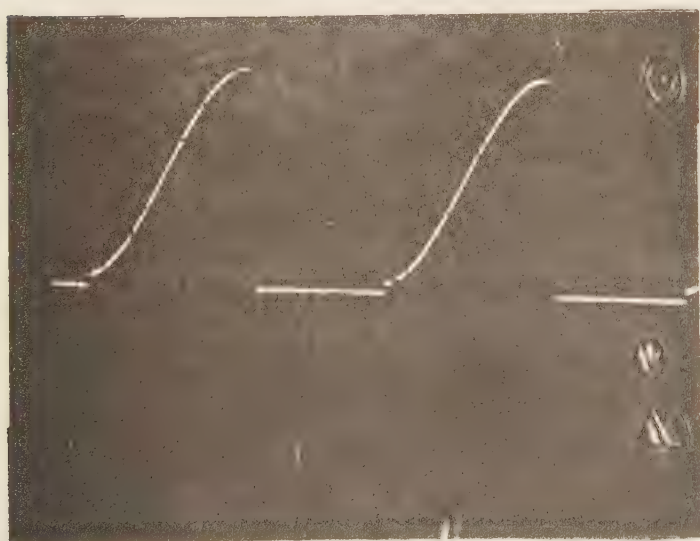


Le fonctionnement est le suivant :

à l'alternance négative fig. 7 , T_1 est à l'état passant et fonctionne comme un amplificateur; mais avec C_0 et R_0 il joue le rôle d'un intégrateur et fait en même temps les opérations : $(a' \cos \omega t - \alpha')$. Au début, l'alternance positive T_1 se bloque et C_0 se décharge dans R_1 et produit à chaque période le signal présenté sur fig. 8 .

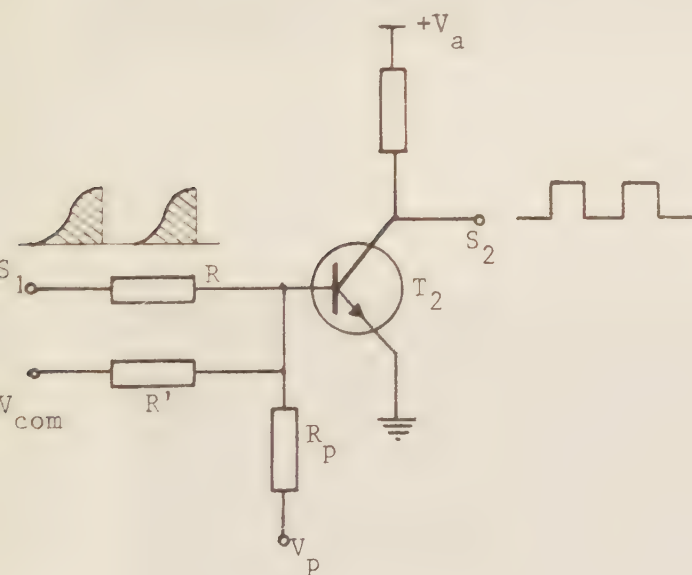


- Fig. 8 -



2- Circuit de comparaison. Deux systèmes de comparaison se présentent à l'esprit : on peut comparer soit les tensions, soit les courants. La comparaison des tensions peut être réalisée en appliquant la tension de référence S_1 à la base d'un transistor, et V_{com} à l'émetteur du même transistor. Celui-ci se débloquent lorsque la tension de base devient plus grande que la tension d'émetteur.

Dans le cas de la comparaison en intensité, les tensions à comparer sont appliquées chacune à la base d'un transistor T_2 de comparaison. Pour que le déclenchement se fasse au moment précis où la somme algébrique V_{com} et $V_{réf}$ est positive : il suffit d'attaquer N-P-N [T_2], qui se débloquent lorsque la tension sur sa base devient positive (à quelques centaines de mV près). On obtiendra en S_2 un signal rectangulaire, dont on pourra faire varier à volonté le déphasage du front, en agissant sur V_{com} .

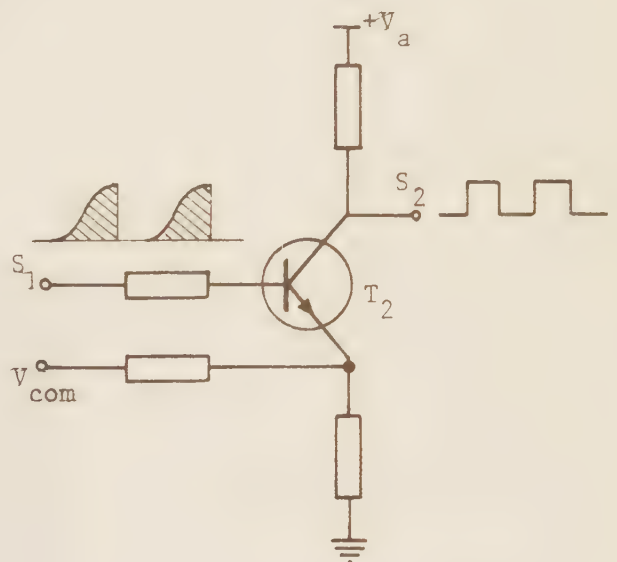


- Fig. 11 -

Comparaison en intensité

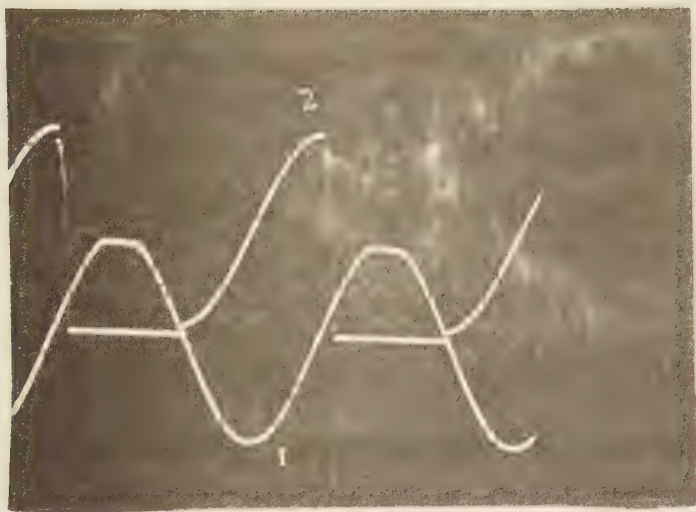
Remarque : avec ce dispositif le cas $V_{com}=0$ correspond à la pleine ouverture des thyristors, donc au maximum de tension aux bornes du pont. Dans le cas de la commande en intensité, on peut ajouter une tension de polarisation négative V_p à la base de T_2 jusqu'au blocage du thyristor; dans ce cas, nous avons une tension de commande positive $+V_{com}$, pour laquelle $+V_{com}=0$ correspond au blocage du thyristor donc à une tension de sortie du pont nulle.

En agissant alors sur $+V_{com}$ on augmente l'angle d'amorçage des thyristors



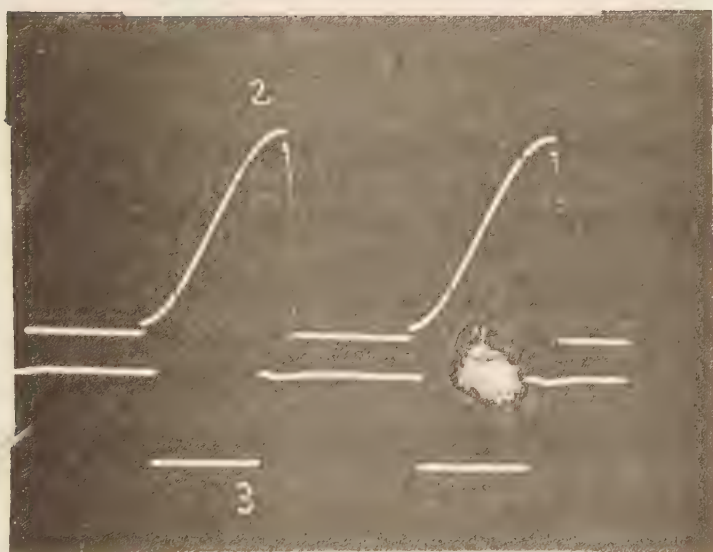
- Fig. 10 -

Comparaison en tension



1- tension a $\sin \omega t$ du secteur

2- tension de référence



2- tension de référence

3- tension à la sortie T_2

Les signaux de commande.

Le cas $\theta \approx 0^\circ$ correspond au schéma de la fig. 11.

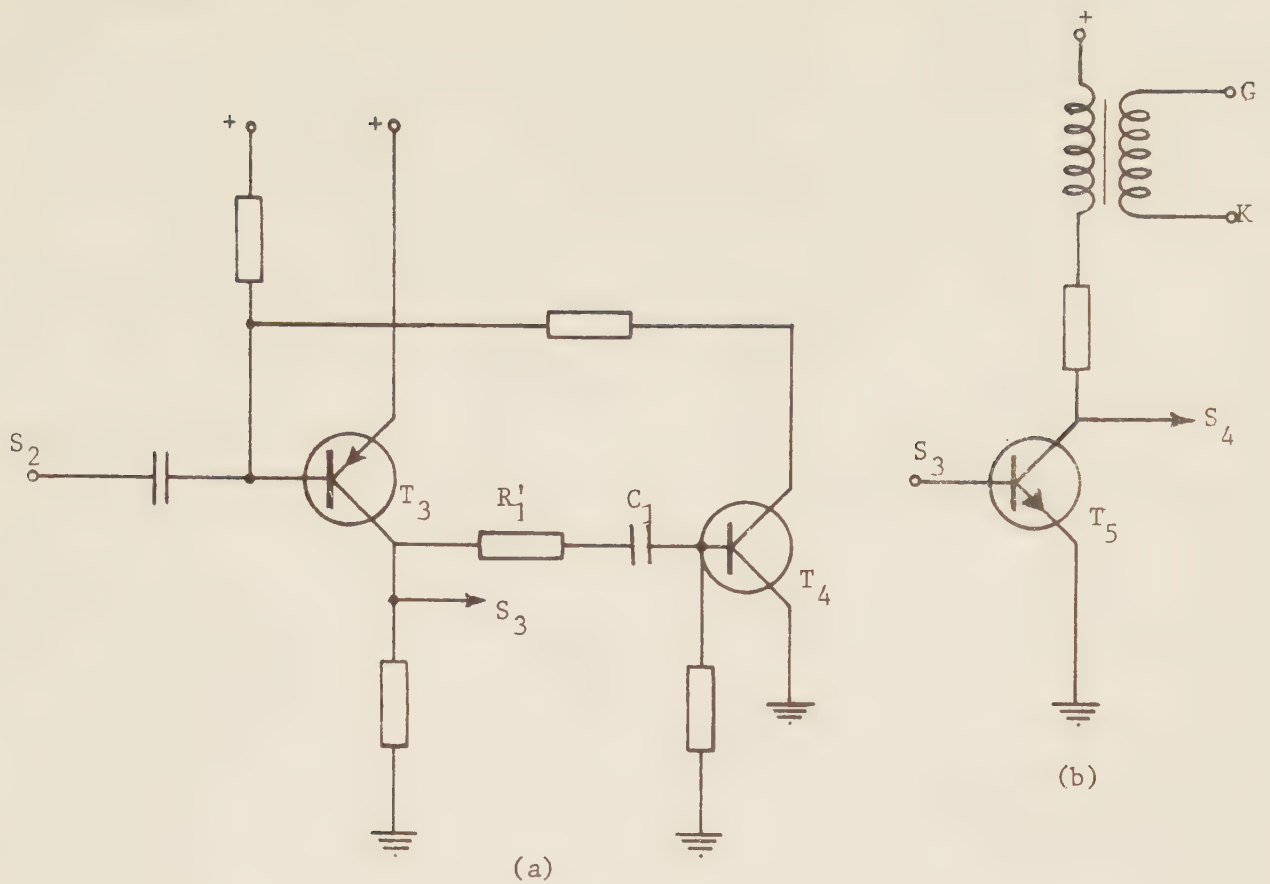
3- Circuit de formation des impulsions fig. 12-a : est constitué par un étage monostable T_3 - T_4 qui fournit des impulsions de durée bien définie, dont le fonctionnement est classique : il suffit de polariser positivement la base d'un P-N-P (T_3). Dès que T_2 conduit, donc lorsque le front descendant apparaît, la base de T_3 devient brusquement négative par rapport à l'émetteur et ainsi il y a basculement; T_3 revient au repos, indépendamment de T_2 , au bout d'un temps fixe qui correspond à la charge de C_2 à travers R'_1 . Après ce retour à l'état initial la bascule est prête (au bout d'un temps relativement court), à recevoir l'impulsion suivante qui le déclenchera.

4- Circuit de puissance Fig. 12-b : il comprend seulement un transistor T_5 monté en émetteur commun, qui amplifie l'impulsion pour permettre la commande du thyristor.

Pour isoler les impulsions provenant des trois déclencheurs on a utilisé trois transformateurs d'impulsions.

5- Bloc d'alimentation : les tensions de synchronisation sinusoïdale sont fournies par des transformateurs séparés, ce qui permet d'obtenir une grande sensibilité vis-à-vis des fluctuations du réseau.

Ces mêmes transformateurs donnent, après redressement, filtrage, les tensions continues de polarisation.

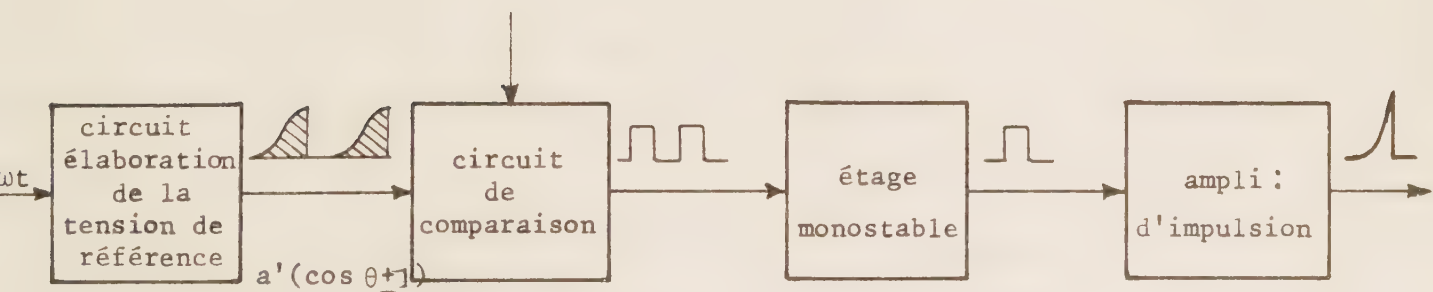


- Fig. 12 -

Le circuit complet d'un déclencheur est représenté fig. 13 .

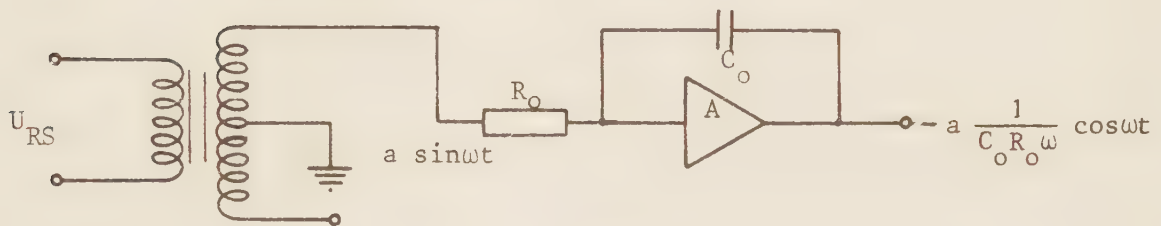
6- Diagramme fonctionnel du circuit de commande.

En considérant les paragraphes précédents on a le diagramme ci-dessous.



III - CALCUL DE LA TENSION MOYENNE U_m PAR RAPPORT A LA TENSION DE COMMANDE V_{com}

Pour calculer la tension $V = -a \frac{1}{C_o R_o \omega} \cos \omega t$ déphasée de 90° par rapport à la tension entrée $a \sin \omega t$, reportons-nous à la fig. 14. Soient $\gamma = \frac{U_1}{U_2}$ le coefficient de transformation du transformateur et $a = \frac{U_{RS} \sqrt{2}}{\gamma} = \frac{U\sqrt{2}}{\gamma}$ l'amplitude de la tension sinusoïdale d'entrée.



- Fig. 14 -

La tension déphasée de 90° par rapport $a \sin \omega t$: est

$$V = - \frac{a}{C_o R_o \omega} \cos \omega t = \frac{-U\sqrt{2}}{\gamma C_o R_o \omega} \cos \omega t = - \frac{U\sqrt{2}}{\gamma C_o R_o \omega} \cos \omega t$$

en posant : $a' = \frac{U\sqrt{2}}{\gamma C_o R_o \omega} \quad \omega t = \alpha$

$$v = - a' \cos \alpha$$

déphasée 90°

(1)

avec la période : $T = \frac{1}{F} = \frac{1}{50} = 20 \text{ ms}$

Le calcul de la constante de temps $R_o C_o$ à partir du circuit théorique utilisant les amplificateurs opérationnels donne : $C_o R_o = \frac{T}{2} = 10 \text{ ms}$.

Mais avec le circuit réel à transistor T_1 le blocage et le déblocage exacts du transistor nécessitent un $R_O C_O$ de 20 à 30% plus grand, soit environ 12-13m sec. En choisissant $R_O C_O = \tau = 13$ msec. d'où les valeurs de la résistance $R_O = 28 \rightarrow 33K\Omega$ et de la capacité sont : $C_O = 0,47 \mu f \rightarrow 0,42 \mu f$.

Etudions d'abord le cas de la pleine ouverture des thyristors :

$$\begin{cases} \theta = \pi \\ \alpha = 0 \end{cases}, \quad V_p = 0 \left[\text{n'existe pas en cas de commande négative} \right] \quad V_{com} \leq 0.$$

Conformément aux notations chapitre premier : l'angle de retard est $\alpha = \pi - \theta$
- la tension V déphasée de 90° est égale à :

$$V = -a' \cos \alpha = -a' \cos (\pi - \theta) = a' \cos \theta$$

- la tension de référence élaborée dans le paragraphe précédent aura l'expression suivante :

$$V_{ref} = -a' \cos \alpha + a' = a' \cos \theta + a'$$

en considérant la somme des courants sur la base du transistor de comparaison T_2 Fig. 11 dans le cas où $U_m = 0$ avec une tension de commande : $V_{com(max)}$ on a :

$$\sum I = \frac{V_{ref}}{R} + \frac{V_{com}}{R'} = 0$$

soit

$$\frac{a' \cos \theta + a'}{R} + \frac{V_{com}}{R'} = 0 \quad V_{com} \leq 0$$

Nous trouverons :

$$\boxed{\cos \theta = -1 + \frac{R}{R'} \cdot \frac{1}{a'} \left| V_{com} \right|} \quad (2)$$

en partant (2) dans l'expression : $U_m = 0,675U(1 - \cos \theta)$ calculée au chapitre (1)

$$U_m = 0,675U \left[1 + 1 - \frac{R}{R'} \cdot \frac{1}{a'} \left| V_{com} \right| \right]$$

$$U_m = 0,675 U \left[2 - \frac{R}{R'} \cdot \frac{|V_{com}|}{\frac{U\sqrt{2}}{\gamma R_o C_o \omega}} \right]$$

$$U_m = 1,35U - 0,675 \frac{\gamma R_o C_o \omega}{\sqrt{2}} \cdot \frac{R}{R'} |V_{com}| \quad (3)$$

La formule (3) est l'expression générale de la tension moyenne à la sortie du pont mixte.

Dans le cas d'une commande positive V_{com+} une tension de polarisation

$V_n = - |V_{com(max)}|$ telle que $U_m = 0$ si $V_{com+} = 0$. Dans ce cas la tension de

commande est égale à : $+|V_{com+}| - |V_p|$ et l'expression du $\cos\theta$ devient :

$$\cos\theta = -1 - \frac{R}{R'} \cdot \frac{1}{a'} \left[+ |V_{com+}| - |V_p| \right] \quad (4)$$

et la tension moyenne :

$$U_m = 1,35U + 0,675 \frac{\gamma R_o C_o \omega}{\sqrt{2}} \cdot \frac{R}{R'} \left[+ |V_{com+}| - |V_p| \right] \quad (5)$$

Calcul du gain du système :

$$G = \frac{\Delta\alpha}{\Delta V_{com}} \cdot \frac{\Delta U_m}{\Delta\alpha}$$

$$G = \frac{\Delta U_m}{\Delta V_{com}} \quad (6)$$

à partir des formules (3) et (5) :

$$G = \frac{\Delta U_m}{\Delta V_{com}} = + \frac{0,675}{\sqrt{2}} \gamma \omega \cdot C_o \cdot R_o \cdot \frac{R}{R'} \quad (7)$$

en se reportant au paragraphe précédent, on a :

$$\gamma = \frac{U_1}{U_2} \approx 5 \qquad C_o R_o \approx 13ms \qquad \omega = 100 \qquad G=9.8$$

et $R=R'$ donc, avec une commande négative $V_{com} < 0$:

$$U_m = 1.35U - 9.8 |V_{com}|$$

et avec une commande positive (formule (5)) :

$$\gamma = \frac{U_1}{U_2} \approx 5, \quad C_o R_o \approx 13ms, \quad \omega = 100 \pi$$

$$R = 22.1K\Omega, \quad R' = 15K\Omega, \quad G = 14.2$$

$$U_m = 1.35U + 14.2 \left[+ |V_{com+}| - |V_p| \right]$$

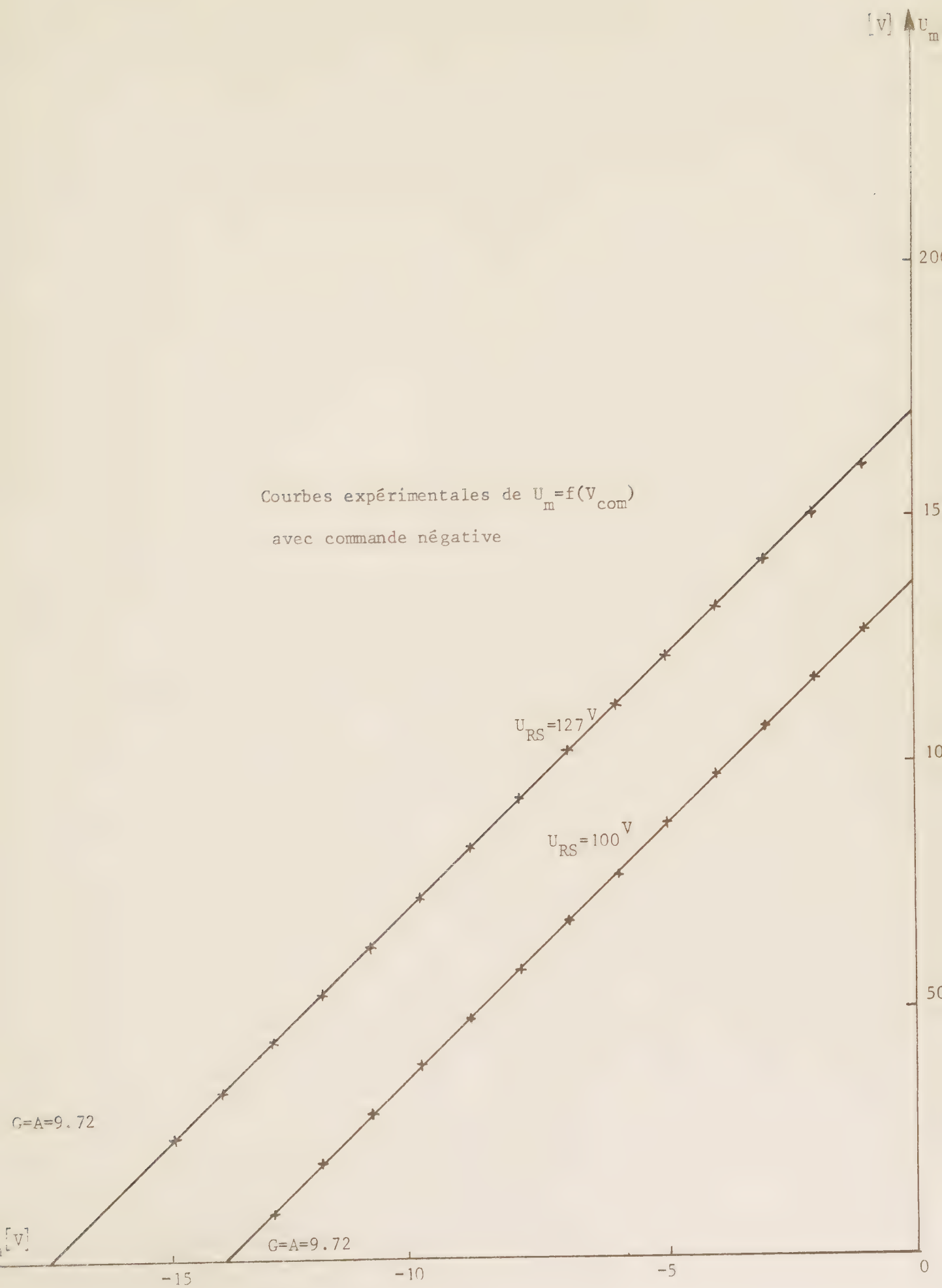
$(|V_{com}(\max)| = |V_p|)$

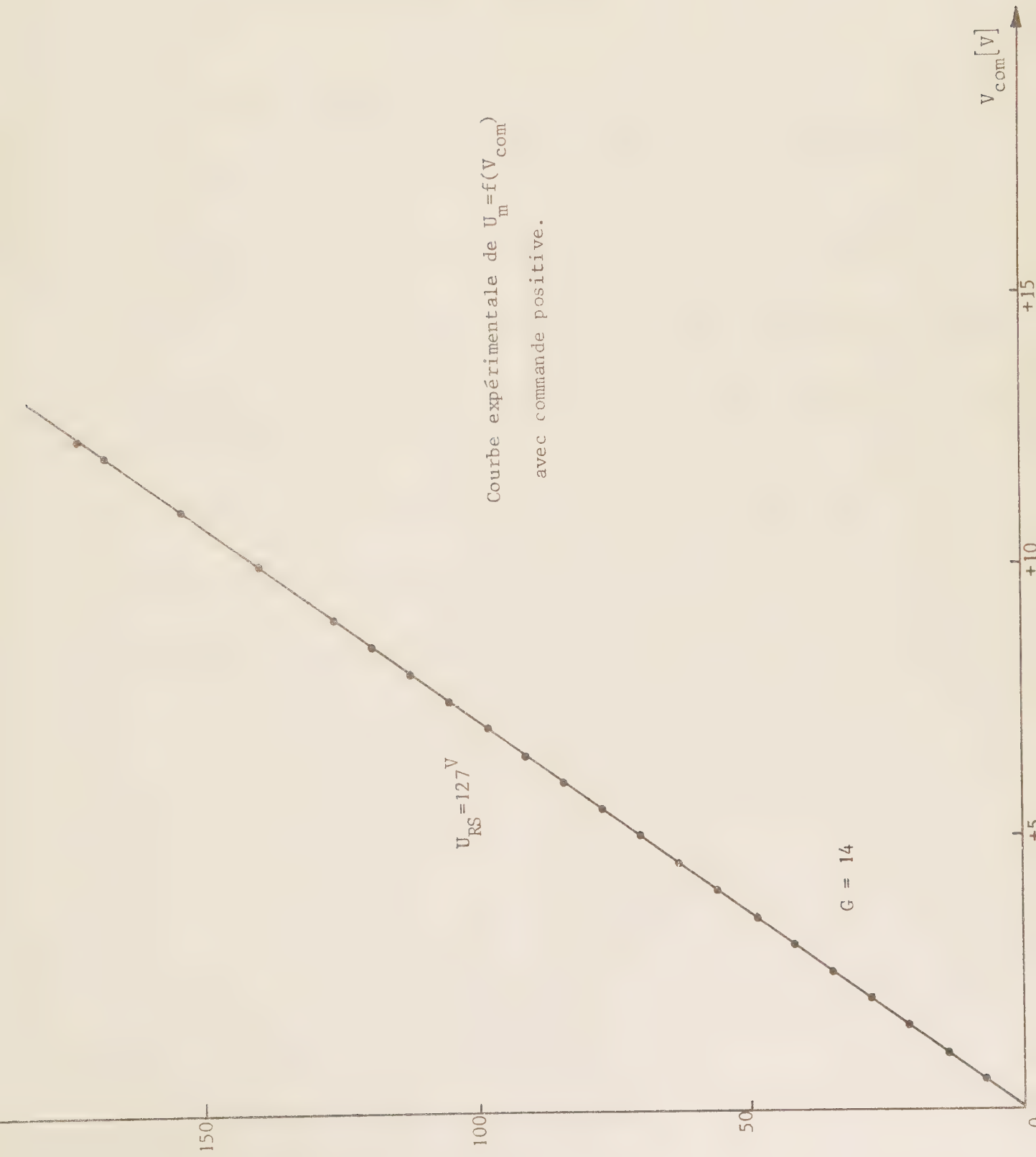
les deux tableaux suivants montrent la variation de $U_m=f(V_{com})$ avec la tension de commande négative et $R=R'$ $V_p=0$.

$U_{RS}=127V$	$V_{com} [V]$	$U_m [V]$	$U_{RS}=100 [V]$	$V_{com} [V]$	$U_m [V]$
	-15	24.5		-13	9.5
	-14	34		-12	19.5
	-13	44		-11	29.5
	-12	53.5		-10	39.2
	-11	63		- 9	48.5
	-10	73		- 8	58
	- 9	83		- 7	68
	- 8	93		- 6	77.5
	- 7	102.5		- 5	88
	- 6	112		- 4	97.5
	- 5	121.5		- 3	107
	- 3	140.5		- 2	117
	- 2	150		- 1	126.5
	- 1	160		0	135.5
	0	170			

La variation de $U_m = f(V_{com+})$ avec la tension de commande positive et $R = 22.1K\Omega$ $R' = 15K\Omega$ est donnée par :

$U_{RS} = 127V$	$V_{com} [V]$	$U_m [V]$
	0	0
	0,5	7
	1	14
	1.5	21.2
	2	28
	2.5	35.2
	3	42.1
	3.5	49
	4	56
	4.5	63
	5	70
	5.5	77
	6	84.2
	6.5	91.2
	7	98.2
	7.5	105.3
	8	112.4
	8.5	119.5
	9	126.2
	10	140
	11	154
	12	168
	12.3	173





BIBLIOGRAPHIE

1 - J. QUINET. A. PETITCLERC.

Théorie et pratique des circuits de l'électronique et des amplificateurs.
DUNOD, 1967.

2 - R. GUILLIEN. Electronique : Presses Universitaires de France 1961.

3 - A. HAS : Applications industrielles des procédés électroniques. Editions Radio.

4 - Bernard Roger - M.F. Toutain de Bussy : les amplificateurs opérationnels,
Edité par IMEX, France.

5 - Revue Générale de l'Electricité. Tome 79, n°7, juillet-août 1970.

6 - R. DAMAYE : Circuits logiques. Editions Radio.

7 - Revue Jeumont-Schneider (1968).

°

°

°

CHAPITRE III

CAPTEUR DE VITESSE ET LIMITEUR D'INTENSITE

- - - -

INTRODUCTION : Le rôle du capteur de vitesse est de fournir un signal électrique proportionnel à la vitesse, précis et exempt de parasites. L'emploi des tachymètres traditionnels (dynamo ou alternateur) a été écarté en raison du taux de bruit trop élevé qu'ils introduisent.

Le limiteur d'intensité est un organe sécurité qui permet d'empêcher le courant d'induit de prendre des valeurs supérieures à une référence réglable.

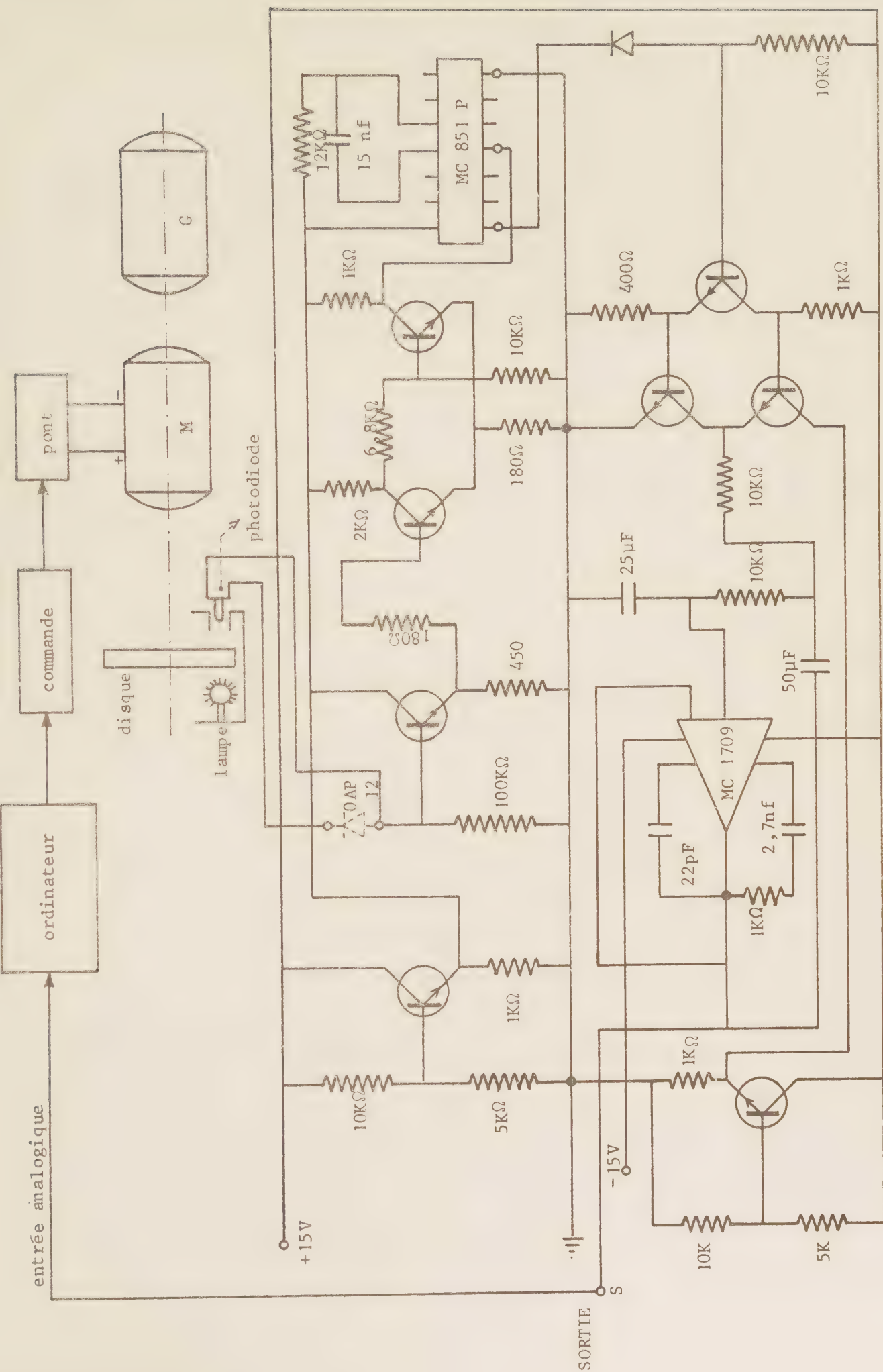
Dans ce but, on mesure la valeur moyenne du courant induit, que l'on compare (analogiquement ou numériquement) à la référence, on agit ensuite sur l'angle d'ouverture des thyristors.

I -CAPTEUR DE VITESSE :

La mesure de la vitesse de rotation du moteur est fondée sur le principe du comptage d'impulsions lumineuses. Un disque perforé de 120 trous équidistants sur sa périphérie, monté sur l'arbre du moteur, tourne entre une source lumineuse (ampoule ordinaire) et une photodiode OAP 12. Les impulsions électriques recueillies sur la photodiode, excitent un trigger qui émet un signal carré de niveau 12V dont la fréquence est proportionnelle à la vitesse de rotation du moteur, ce signal est utilisable de deux façons :

a- on peut l'envoyer sur un compteur binaire branché sur une entrée numérique de l'ordinateur (ou sur l'entrée compteur d'impulsions de l'ordinateur) et obtenir ainsi une mesure numérique de la vitesse.

b- on peut aussi imposer la largeur et la hauteur des crêteaux et par filtrage obtenir une tension continue proportionnelle au nombre de crêteaux par unité de temps, c'est-à-dire proportionnelle à la vitesse de rotation du moteur. C'est la deuxième solution qui a été adoptée. Le schéma général du montage est présenté sur la fig. 1. Ce montage exploite les impulsions lumineuses reçues par la cellule OAP 12. Les signaux émis par celle-ci excitent un trigger après



- Fig. 1 -

amplification par un transistor monté en collecteur commun, puis déclenchent un multivibrateur monostable MC 851 circuit intégré . A la sortie du multivibrateur monostable, nous avons donc un signal en crête de largeur parfaitement fixée et dont le nombre par unité de temps est proportionnel à la vitesse de rotation du moteur. Le circuit à transistors suivant, composé d'un montage collecteur commun et de trois transistors fonctionnant en commutation, permet de régler l'amplitude de ce signal.

Un filtre actif du 2ème ordre, à amplificateur opérationnel, n'en laisse passer que la composante continue.

Avec les valeurs mentionnées sur le schéma, on obtient à la sortie de l'appareil une tension continue :

$$e = K_1 . \Omega \quad e : \text{en volt} \quad \Omega : \text{en Rd/S}$$

où K_r est la fonction de transfert du système :

$$\frac{\Omega(P)}{e(P)} = K_r$$

Pour 1200 tr/min. $\Omega = 40 \text{ Rd/S}$ $e_v = 4,3V$

$$K_r = 0,034 \text{ V/Rd.S}^{-1}$$

II - LIMITEUR D'INTENSITE : Les éléments principaux du circuit de limiteur d'intensité sont les suivants : un photocoupleur et un filtre passe-bas.

a- Photocoupleur CPY 103 : Un photocoupleur est constitué d'une diode électroluminescente à l'arseniure de gallium qui transforme le signal électrique reçu en signal lumineux et d'un phototransistor détecteur N.P.N. au silicium qui retransforme le signal lumineux en signal électrique : il existe donc un isolement électrique presque parfait entre l'entrée et la sortie.

Caractéristique du CPY 103 :

- tension d'isolement entre émetteur et récepteur : 200V (existe jusqu'à 10KV pour le CQY14), cette valeur est suffisante puisque la tension maximale existant aux bornes du pont est de l'ordre de 180V,
- tension de claquage du récepteur 30V, la tension aux bornes du récepteur ne dépasse jamais 4V, il assure le fonctionnement,
- courant d'entrée permanent : MAX 30mA $P_{tot} = 100 \text{ mW}$
- courant d'entrée impulsionnel : MAX 350 mA
- la conduction commence à partir d'une tension d'entrée égale à 1,2V
- temps de montée du signal de sortie : $t_r = 3\mu s$
- temps de descente du signal de sortie : $t_f = 2\mu s$

Les caractéristiques d'entrée et de sortie $I_O = f(I_I)$ et $V_O = f(I_I)$ sont présentées sur la fig. 2-b avec :

I_I : courant circulant dans le récepteur diode

I : courant circulant dans l'émetteur transistor et dans la résistance de charge R_L

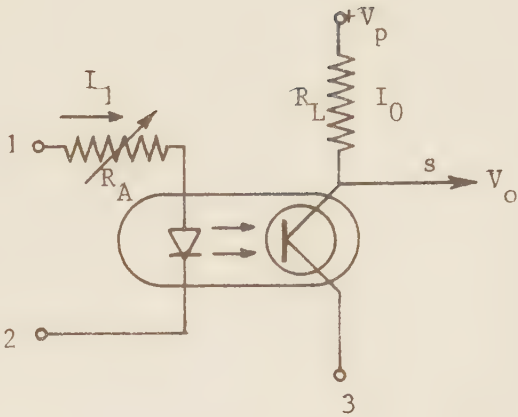
V_O : tension à la sortie

V_p : tension de polarisation du transistor

Pour limiter le courant dans le récepteur on intercale une résistance ajustable dans le circuit du récepteur $\left[R_A \right]$.

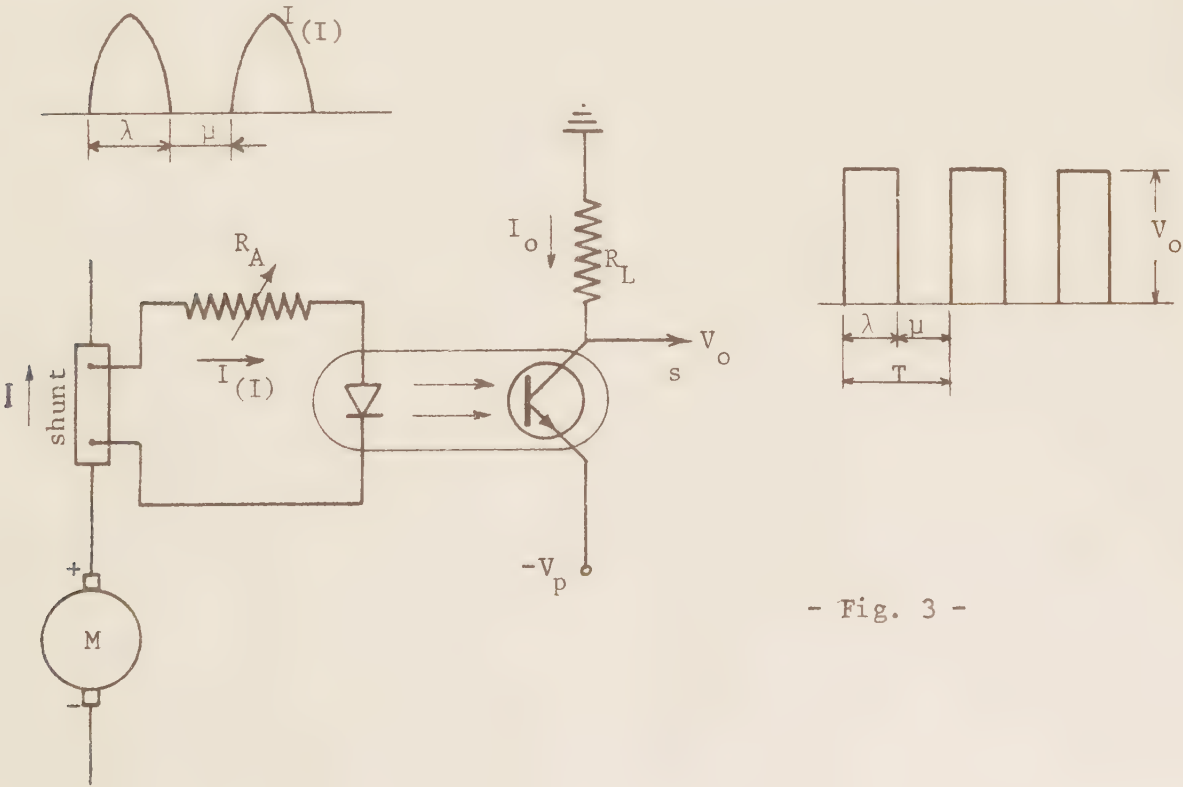
Le tableau suivant et la fig. 2-b présentent les variations de la sortie par rapport à l'entrée avec une tension d'entrée continue .

I_I (mA)	V_P [V]	V_O [V]	I_O [mA]
0	11,8	0	0
5	"	0,24	0,25
10	"	1,12	1,01
15	"	3	3,1
20	"	5,5	5,5
25	"	7	7
30	"	7,2	7,5
35	"	7,35	7,5
40	"	7,35	7,5

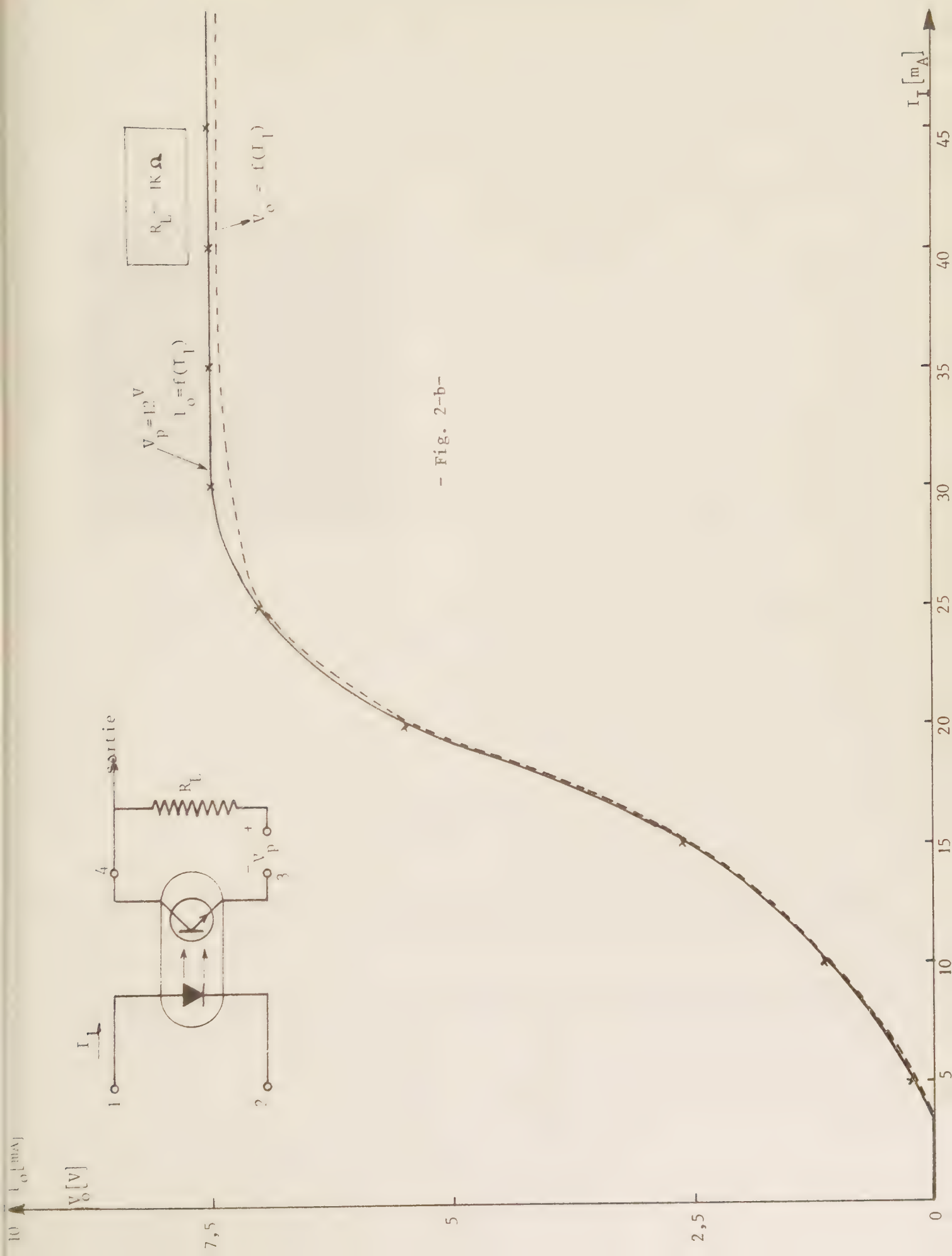


-Fig. 2-a-

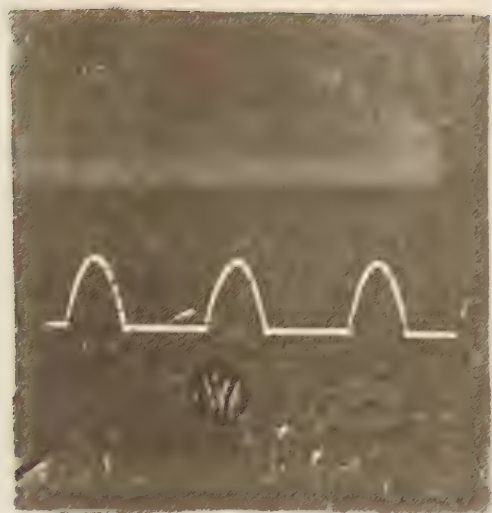
Le récepteur et la résistance série R_a sont branchés en parallèles aux bornes d'un shunt parcouru par le courant d'induit quand le moteur est alimenté par le pont mixte 3Th, 3D , la forme des signaux d'entrées et sorties est la suivante Fig. 3 :



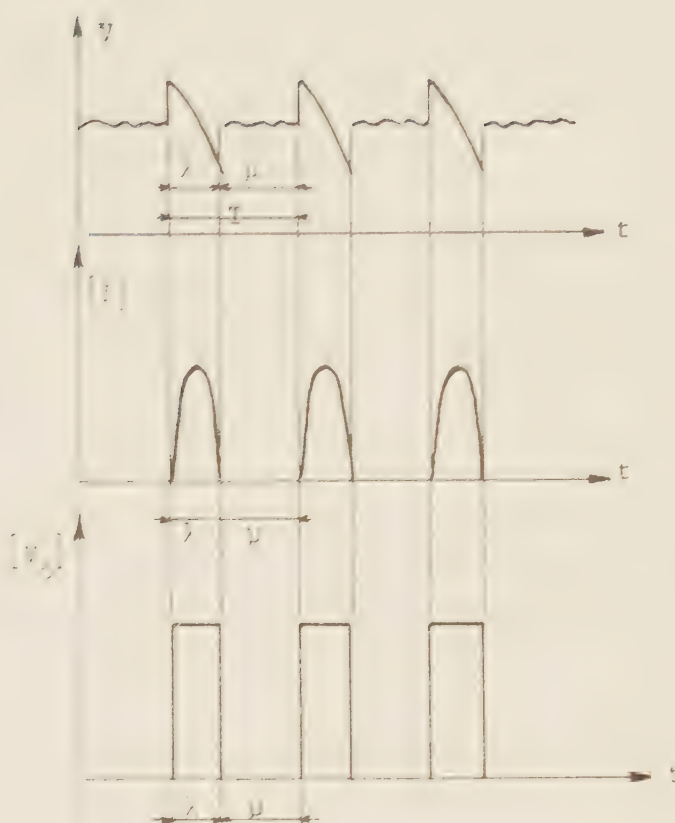
- Fig. 3 -



- Fig. 2-b-



courant d'induit du moteur
pour $\tau = 2,4$ ms



- Fig. 3 -

- Filtre : Pour transformer en tension continue la tension en crâneaux présente, à la sortie du photocoupleur, on utilise un filtre du deuxième ordre avec un temps de réponse de 20 m.sec.

- Capteur d'intensité : on appellera capteur d'intensité l'ensemble constitué du shunt du photocoupleur et du filtre.

I - FONCTIONNEMENT DU SYSTEME L.I. : On propose deux sortes de fonctionnement :

1- Fonctionnement analogique : dans ce cas la sortie S_F du capteur d'intensité est comparée avec une tension de référence $V_{réf}(I)$ par un amplificateur différentiel et le résultat est appliqué au circuit de commande des thyristors.

Pour limiter le courant on peut agir sur l'angle d'amorçage des thyristors par l'intermédiaire de la tension de commande, soit en réduisant celle-ci proportionnellement à l'augmentation du courant en utilisant la partie droite de la courbe $V_{SF}(I)$ représentée sur la fig. 7, soit en utilisant l'amplificateur opérationnel en "tout-ou-rien" : fonctionnement obtenu par un gain très élevé.

2- Fonctionnement numérique : la sortie du capteur d'intensité est connectée à l'entrée analogique de l'ordinateur par l'intermédiaire d'un amplificateur opérationnel. L'ordinateur commande alors lui-même la limitation d'intensité avec le programme décrit au chapitre 5.

On a représenté sur les figures 5 et 6 l'influence du fonctionnement du circuit de limitation d'intensité.

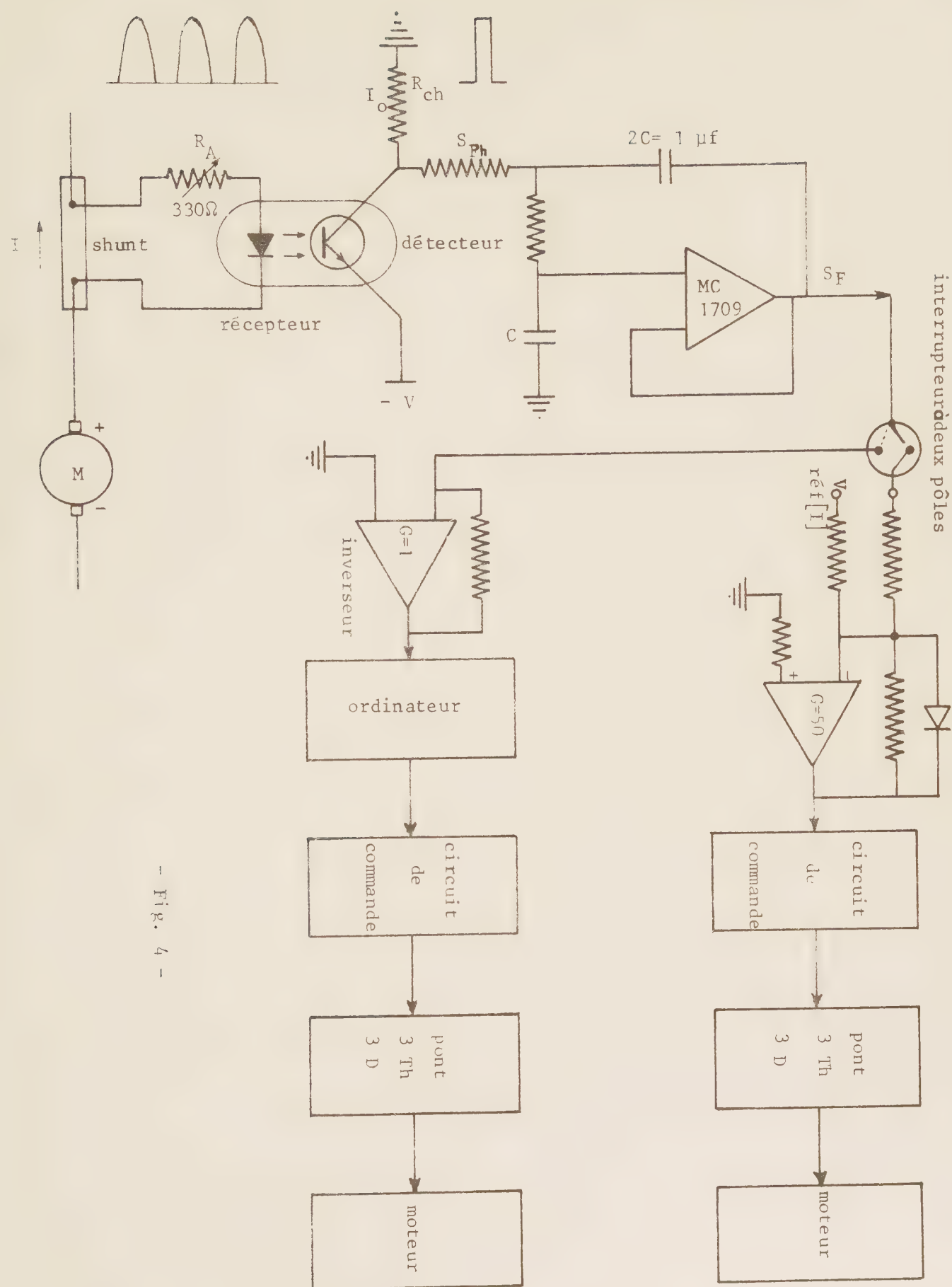
La figure 4 représente le schéma complet du circuit.

- Pour la figure 5 la sortie du capteur d'intensité est reliée par l'intermédiaire d'un amplificateur opérationnel de gain $G=50$ au circuit de commande d'angle d'amorçage des thyristors.

- Pour la figure 6 elle est connectée à l'entrée analogique de l'ordinateur.

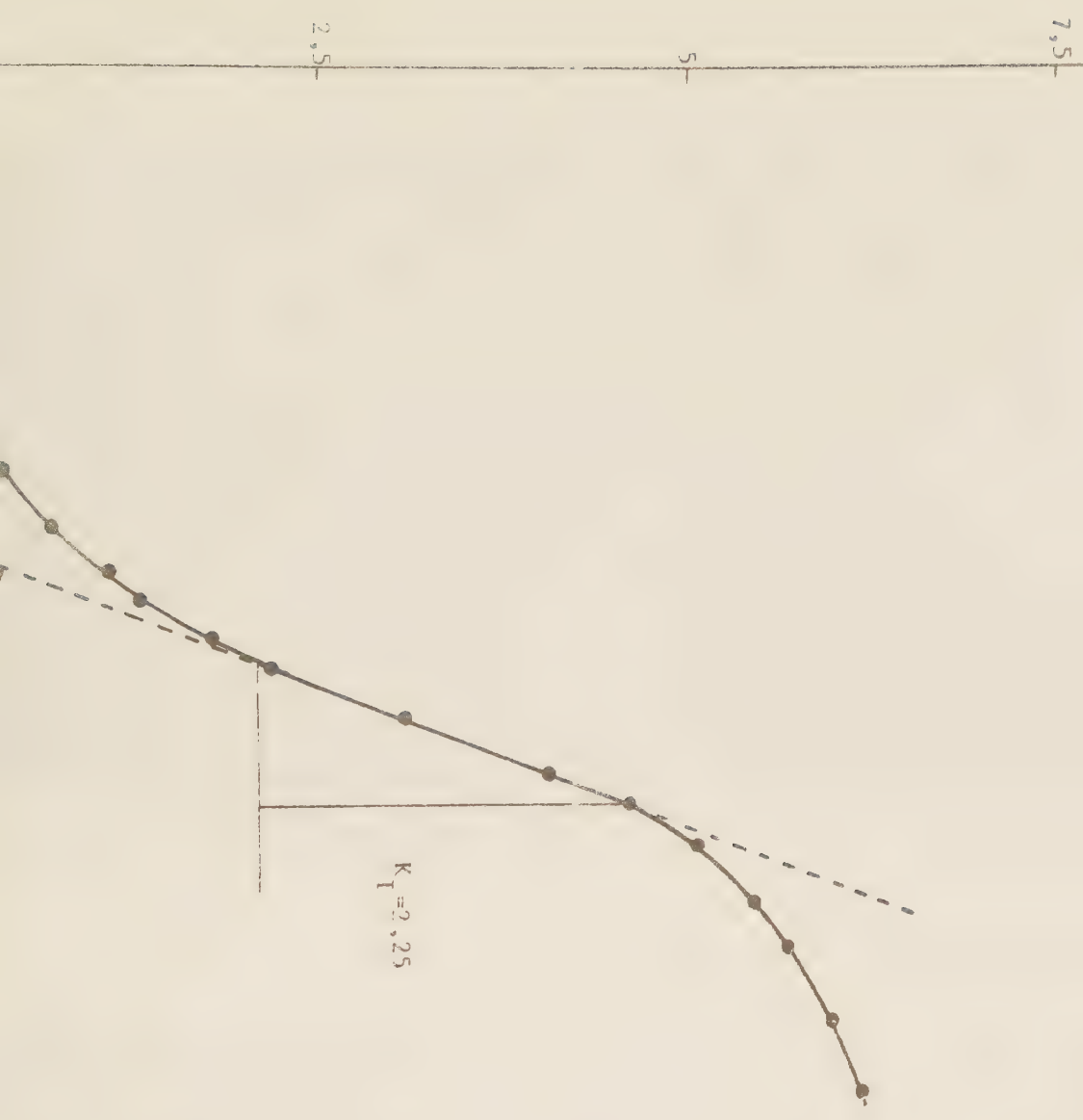
Le tableau suivant et la courbe 7 représente la variation de la tension, à la sortie S_F du circuit capteur d'intensité, par rapport à la variation du courant d'induit à pleine ouverture des thyristors.

Remarque : On peut effectuer une translation de la partie linéaire de la courbe 7 suivant l'axe horizontal en agissant sur la valeur de la résistance R_a ou sur la valeur du shunt du circuit récepteur, pour limiter la valeur maximale du courant exigé.



- Fig. 4 -

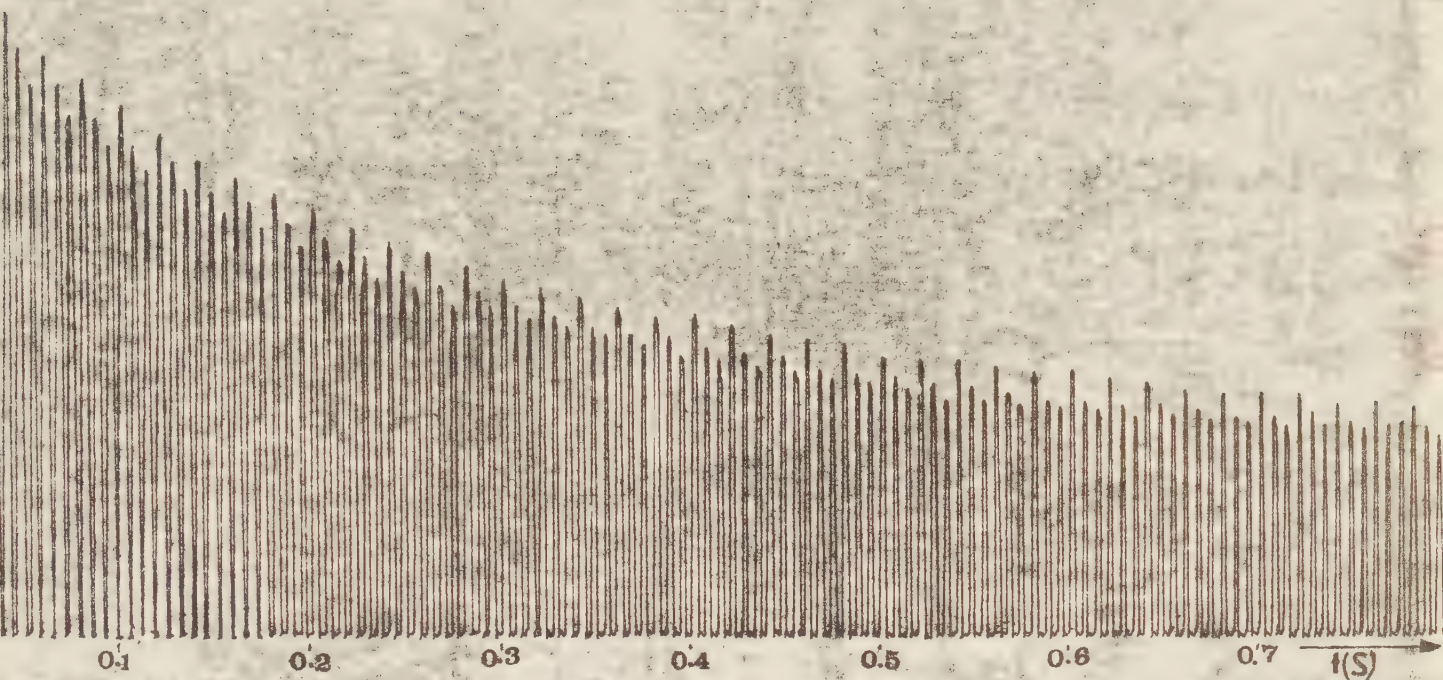
-10 $\blacktriangle$ $V_{S,F} [V]$ voltage à la sortie du filtre



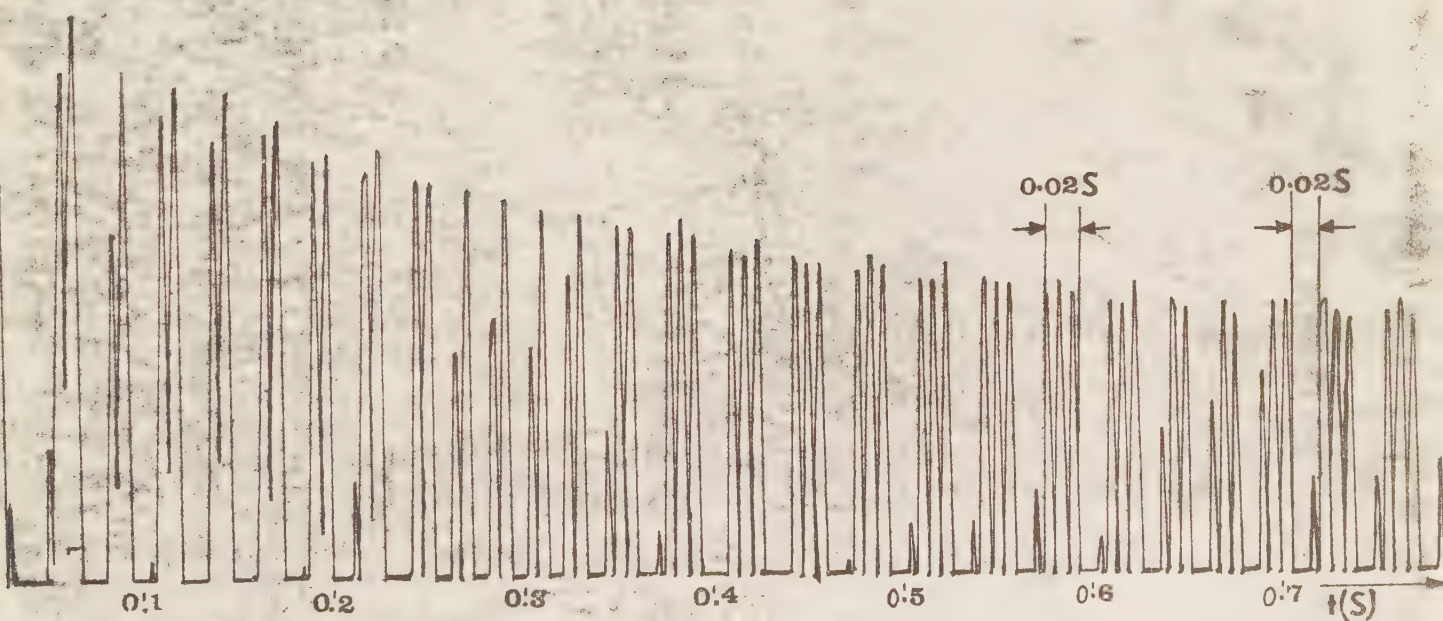
I [A]	V_{SF} [V]
5,4	0,3
6,2	0,6
6,8	1
7,2	1,2
7,7	1,7
8,2	2,1
8,8	3
9,6	4
10	4,5
10,6	5
11,2	5,4
12	6,1
13	6,4
14	6,6

- fig. 7 -

- Fig. 5 -



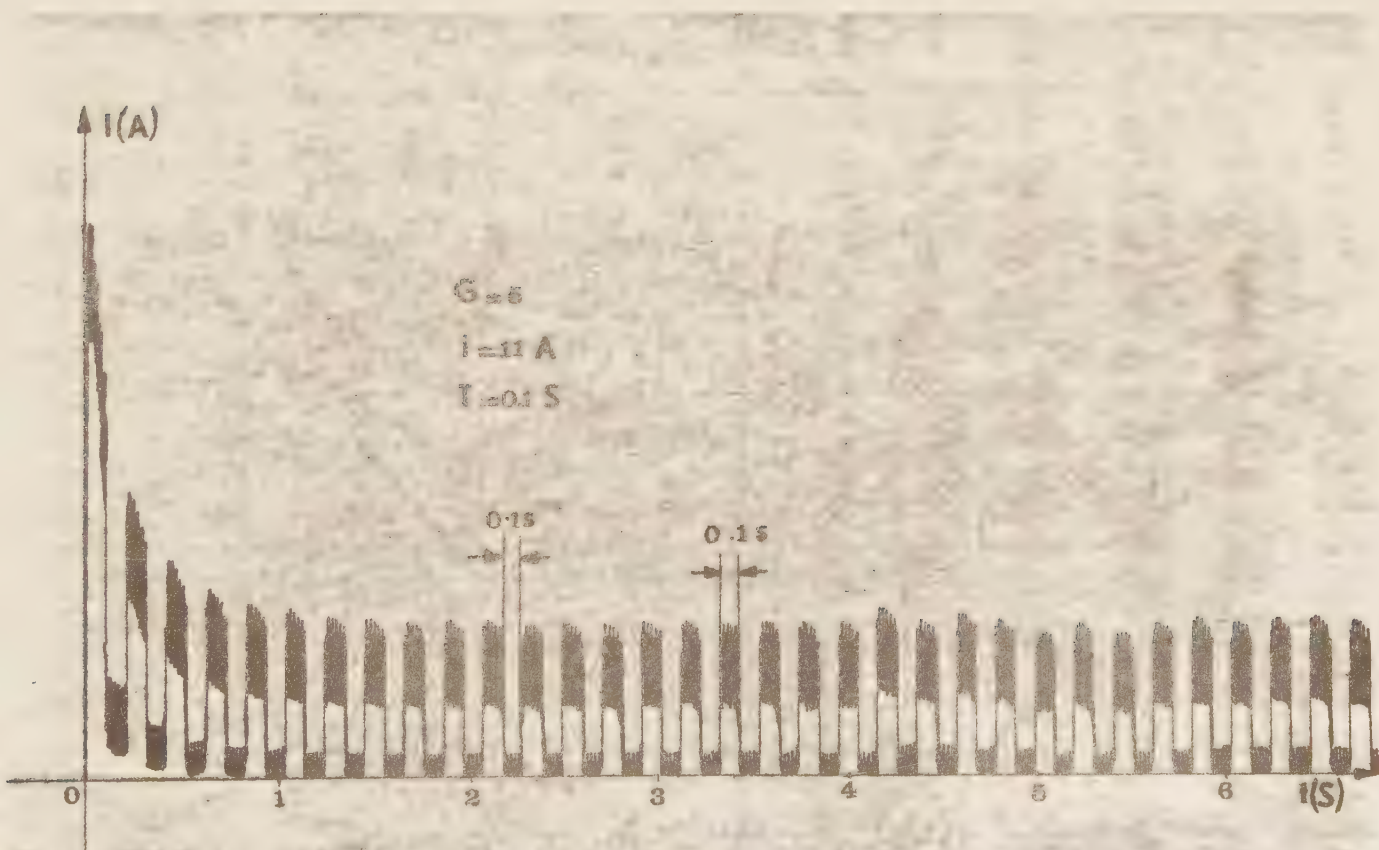
Forme du courant d'induit au démarrage sans circuit L.L.



Forme du courant d'induit au démarrage avec L.L. analogique.



Variations de la vitesse, pour une charge de 11A,
contrôlées par l'ordinateur avec le circuit L.I.



Forme du courant d'induit sous contrôle de l'ordinateur
pour une charge 11A

- BIBLIOGRAPHIE -

- 1 - Manuel Technique Semiconducteurs R.T.C. 1970
 - 2 - Semiconducteur - SILEC
 - 3 - The Semiconductor Data Book Motorola 1969
 - 4 - D.E.A. Automatisme, Novembre 1970 (Mr Basilico)
 - 5 - Manuel Technique S.E.S.C.O. (1965)
-

CHAPITRE IV

FONCTIONS DE TRANSFERT.

- - - - -

A) FONCTION DE TRANSFERT DU MOTEUR :

I - Moteur alimenté par un échelon continu de tension :

Le moteur possède les caractéristiques suivantes

$R = 0,56 \, \Omega$: Résistance ohmique de l'induit.

$R' = 0,25 \, \Omega$: " " du shunt.

$J = 0,23 \, \text{Kg/m}^2$: moment d'inertie de l'ensemble en rotation.

$F = 1,5 \cdot 10^{-2} \, \text{N.m/R.s}^{-1}$: coefficient de frottement visqueux, (ventilation)

$K = 0,96 \, \text{N.m/A}$: coefficient de proportionnalité du couple moteur, à l'intensité du courant d'induit; c'est également le coefficient de proportionnalité de la f.c.e.m. du moteur à sa vitesse de rotation.

$L = 5 \cdot 10^{-3} \, \text{H}$: coefficient d'auto-inductance.

$E = \text{F.C.E.M. proportionnelle à } \Omega$.

Ω = la vitesse de rotation du moteur (cas du courant continu.)

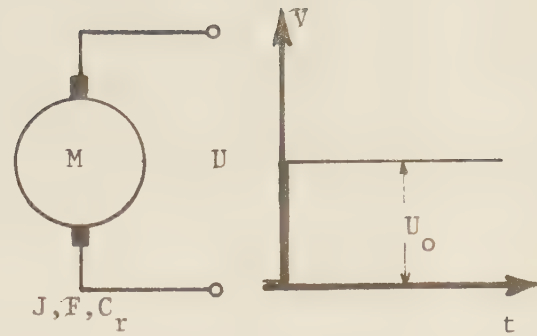
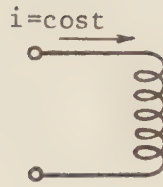
$C_r = 1,2 \, \text{N.m}$ frottement solide du moteur balais, paliers.

Ω_n : vitesse atteinte par le moteur à la fin de la $n^{\text{ième}}$ impulsion (cas de l'alimentation par le pont mixte).

Ω'_n : vitesse atteinte par le moteur à la fin de la $n^{\text{ième}}$ période.

Plaçons-nous dans le cas de la fig. 1 où l'induit est alimenté par une tension continue et l'inducteur par un courant d'excitation constant $i = \text{const.}$

On a donc :



- Fig. 1 -

$$U = RI + L \frac{dI}{dt} + K\Omega$$

$$J \frac{d\Omega}{dt} + \Omega \cdot F + C_r = KI$$

$$U = \frac{R \cdot J}{K} \left[\frac{L}{R} \cdot \frac{d^2 \Omega}{dt^2} + \left(1 + \frac{L}{R} \cdot \frac{F}{J} \right) \frac{d\Omega}{dt} + \left(\frac{K^2 + R \cdot F}{R \cdot J} \right) \Omega \right] + \frac{R}{K} C_r$$

en posant : $\theta = \frac{R \cdot J}{K^2 + F \cdot R}$ $\theta' = \frac{J}{F}$ $\theta'' = \frac{R}{L}$

pour $t=0$ $\Omega = 0$ (conditions initiales nulles)

$$U(p) = \frac{R \cdot J}{K} \left[\frac{1}{\theta''} p^2 + \left(1 + \frac{1}{\theta'' \theta'} \right) p + \frac{1}{\theta} \right] \Omega(p) + \frac{R}{K} C_r(p)$$

$$\frac{1}{\theta''} = \frac{5 \cdot 10^{-3}}{0,81} = 6,2 \cdot 10^{-3} = 0,0062$$

$$\frac{1}{\theta'} = \frac{1,5 \cdot 10^{-2}}{0,23} = 6,5 \cdot 10^{-2} = 0,065$$

$$\theta' = 15,3S$$

$$\left(1 + \frac{1}{\theta''} \cdot \frac{1}{\theta'} \right) = 1$$

$$\frac{1}{\theta} = \frac{0,96^2 + 1,5 \cdot 10^{-2} \cdot 0,81}{0,81 \cdot 0,23}$$

$$\theta = 0,2S$$

en mesurant la constante de temps sur la courbe enregistrée (N°1) dans le cas de la pleine ouverture des thyristors, on trouve 0,17S, valeur voisine de celle qui a été calculée.

essai avec Pleine ouverture des thyristor



On voit que $\frac{1}{\theta''} = 0,0062$ est négligeable devant le coefficient :
 $(1 + \frac{1}{\theta'' \cdot \theta}) \approx 1$. On en conclut que l'influence du coefficient d'auto-inductance L est négligeable.

D'où nous pouvons écrire :

$$\Omega(P) = U(P) \frac{1}{\frac{R.J}{K} (P + \frac{1}{\theta})} - \frac{R}{K} C_N(P) \frac{1}{\frac{R.J}{K} (P + \frac{1}{\theta})}$$

si $U(p) = \frac{U_o}{P}$ et $C_r(p) = \frac{C_{ro}}{P}$

et
$$\Omega(t) = U_o \frac{K}{R.J} \left(\frac{1 - e^{-\frac{1}{\theta} t}}{\frac{1}{\theta}} \right) - \frac{R}{K} C_{ro} \frac{K}{R.J} \left(\frac{1 - e^{-\frac{1}{\theta} t}}{\frac{1}{\theta}} \right)$$

Nous avons donc :

$$\Omega(t) = U_o \frac{K}{K^2 + F.R} \left(1 - \frac{R}{K} \cdot \frac{C_{ro}}{U_o} \right) \left(1 - e^{-\frac{1}{\theta} t} \right)$$

et avec $\frac{K \cdot U_o}{K^2 + F.R} = \Omega_c$

$$\Omega(t) = \Omega_c \left(1 - \frac{R}{K} \cdot \frac{C_{ro}}{U_o} \right) \left(1 - e^{-\frac{1}{\theta} t} \right)$$

(1)

II - Moteur alimenté par un pont mixte (3Th, 3D).

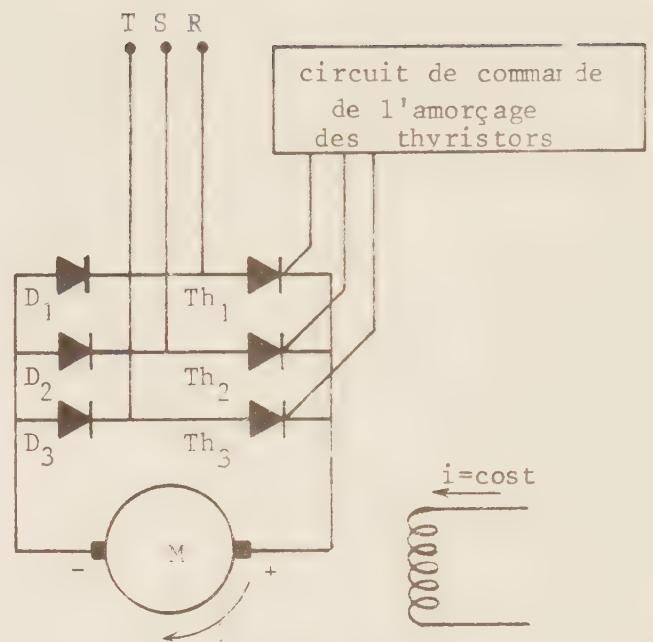
Le schéma utilisé est celui de la figure (2) le pont de redressement est branché sur le réseau triphasé $U_{RS} = 127V$, et le circuit de commande réalisé dans le chapitre (2) nous permet de faire varier l'instant d'amorçage de chacun des thyristors.

a- Analyse du régime permanent.

1- La tension aux bornes d'un pont mixte triphasé dans le cas de la pleine ouverture des thyristors est représentée sur la fig. 3 .

Chaque soupape peut être amorcée dans une certaine phase. En fait, nous nous sommes limités aux plages d'allumage suivantes:

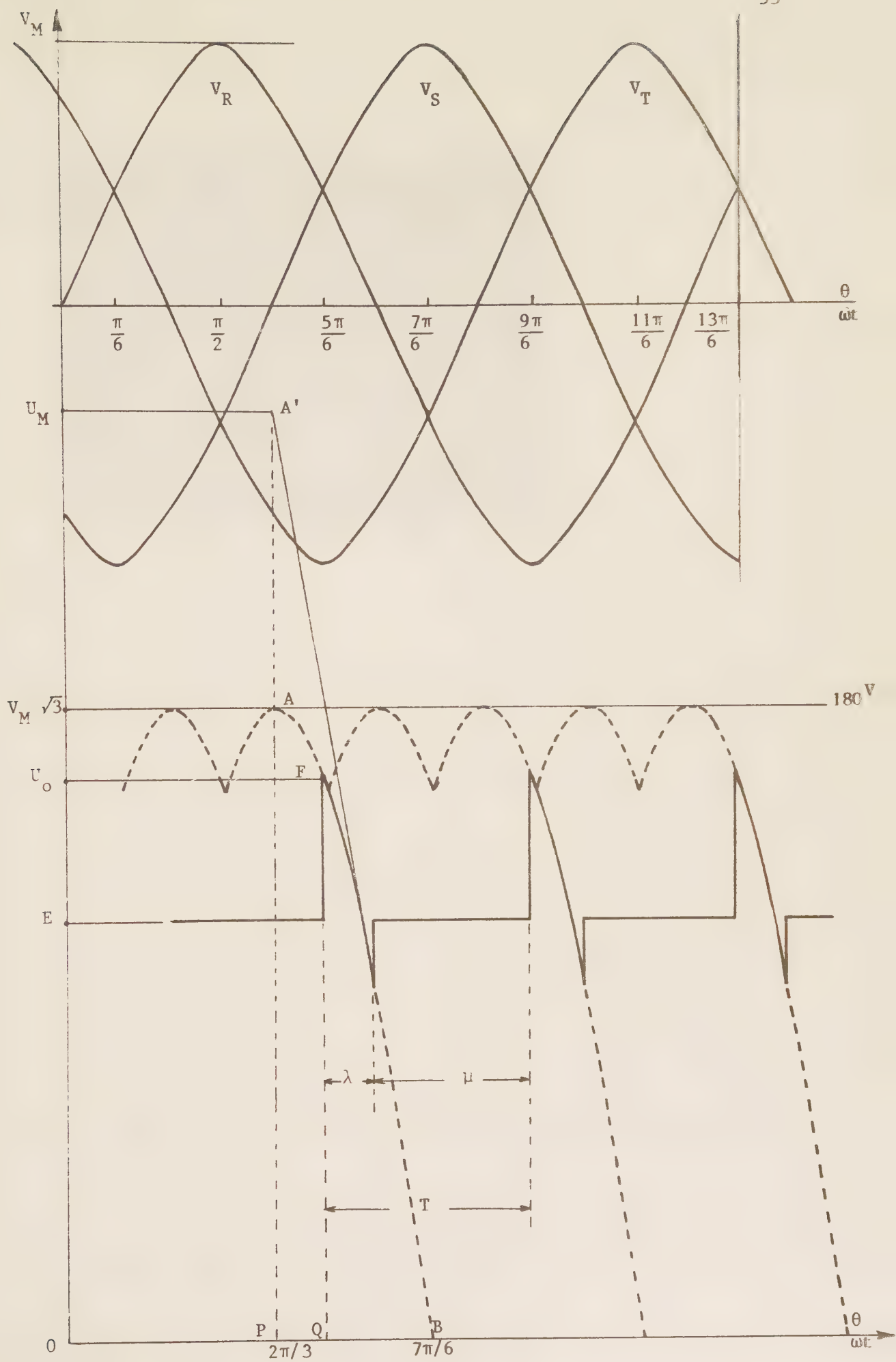
$$\frac{\pi}{2} \text{ à } \frac{7\pi}{6}, \frac{8\pi}{6} \text{ à } \frac{11\pi}{6} \dots \text{ etc,}$$



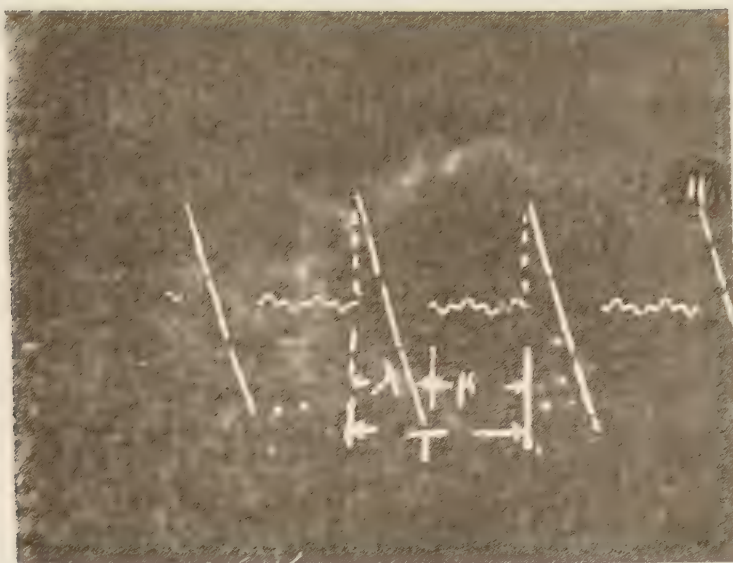
- Fig. 2 -

Le choix de ces zones d'amorçage présentent un double avantage : une plus grande linéarité de la courbe représentant la vitesse du moteur en fonction de l'instant d'amorçage et surtout la possibilité d'amener la vitesse du moteur à une valeur aussi faible que possible (quelques % de la vitesse nominale).

Si l'auto-inductance présentée par l'induit est négligeable, le thyristor s'éteint lorsque la tension redressée est égale à f.c.e.m. du moteur; en fait, l'auto-inductance retarde très légèrement l'extinction, comme on peut le voir sur les fig. (3 et 4) .



- Fig. 3 -



- Fig. 4 -

représente la durée de passage du courant ou le temps pendant lequel le transistor est allumé.

représente le temps pendant lequel le courant est nul, donc

$$\frac{d\lambda}{dt} + T = 0.$$

T : durée entre deux impulsions

$$T = \frac{1}{f_z} = \frac{1}{3.14} = 6,66 \cdot 10^{-3}$$

f_z = fréquence du secteur 50 Hz

2- Dans la zone $\frac{\pi}{2} < \alpha < \pi$, l'arc AB peut être assimilé à sa tangente en B (fig. 3)

Si on fixe l'angle d'amorçage, il en résulte un régime permanent du moteur caractérisé par un temps de passage (λ) du courant que l'on peut calculer.

En prenant l'origine des temps à l'arrivée d'une impulsion, la tension redressée a pour expression en fonction du temps :

$$U(t) = U_0 \left(1 - \alpha \frac{U_m}{U_0} t\right) \quad (2)$$

U_0 : amplitude de tension Pour un λ donné et pour $t_0=0$ les coordonnées des points A', B et F sont les suivantes :

$$A' \begin{cases} t_2 = \frac{2\pi/3}{2\pi f} \\ U_M \end{cases} \quad B \begin{cases} t_1 = \frac{7\pi/6}{2\pi f} \\ 0 \end{cases} \quad F \begin{cases} t_0 = 0 \\ U_0 \end{cases}$$

et la pente de la courbe :

$$m = \frac{0 - U_M}{\frac{-\frac{2\pi/3}{2\pi f} + \frac{7\pi/6}{2\pi f}}{2\pi f}} = \frac{-U_M}{\frac{1}{\alpha}} = -U_m \alpha$$

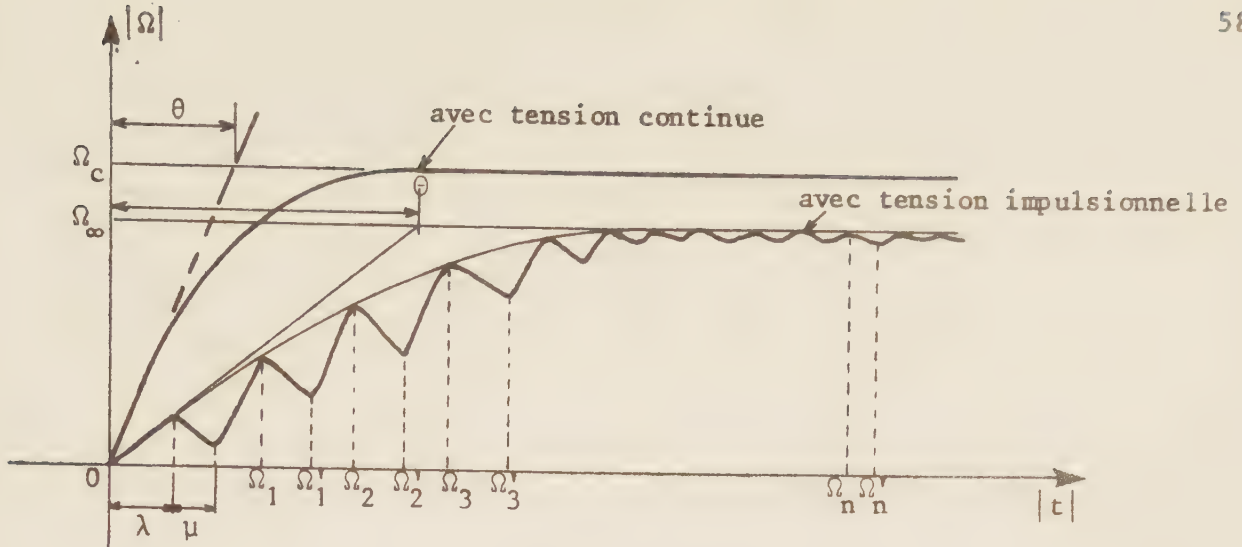
$$\frac{1}{\alpha} = \frac{\frac{7\pi}{6} - \frac{2\pi}{3}}{2\pi f} = 5.10^{-3} \text{ sec.}$$

et
$$U(t) = U_0 \left(1 - \alpha \frac{U_M}{U_0} t\right)$$

3- La fig. 5 représente la courbe : $\Omega(t) = \Omega_c (1 - e^{-\frac{t}{\theta}})$ en supposant que

$C_{NO} \approx 0$, ainsi que les variations de la vitesse durant l'impulsion. Pendant le temps de passage du courant $t = \lambda$: $\Omega_1 = \Omega_c (1 - e^{-\frac{\lambda}{\theta}})$ et pendant le temps $t = \mu$ où le courant s'annule : $J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega + C_r = 0$ donc :

$$\Omega_1 = \Omega_c e^{-\frac{\mu}{\theta}}$$



- Fig. 5 -

Si la vitesse n'est pas nulle pour $t=0$, l'expression de celle-ci devient :

$$\Omega(P) = U(P) \frac{K}{K^2 + F.R} \cdot \frac{1}{\theta(P + \frac{1}{\theta})} + \frac{\Omega'_e}{(\frac{1}{\theta} + P)}$$

(où Ω'_e est la vitesse initiale).

Remplaçons dans cette expression $U_{(b)}$ par sa valeur obtenue à partir de (2) :

$$\Omega(P) = \frac{K}{K^2 + F.R} \left[\frac{U_o}{P \cdot \theta(P + \frac{1}{\theta})} - \frac{\alpha U_M}{P^2 \cdot \theta(P + \frac{1}{\theta})} \right] + \frac{\Omega'_e}{P + \frac{1}{\theta}}$$

d'où

$$\Omega(t) = \frac{KU_o}{K^2 + F.R} \left[\left(1 + \alpha \frac{U_M}{U_o} \theta\right) \left(1 - e^{-\frac{t}{\theta}}\right) - \alpha \frac{U_M}{U_o} t \right] + \Omega'_e \cdot e^{-\frac{t}{\theta}} \quad (3)$$

Ω'_e : étant la vitesse du moteur à l'arrivée de l'impulsion prise comme origine des temps.

Si λ est le temps de passage choisi, la vitesse atteinte à la fin de l'impulsion est la valeur de l'expression (3) pour $t=\lambda$

$$\Omega(\lambda) = \Omega'_e \cdot e^{-\frac{\lambda}{\theta}} + \frac{KU_0}{K^2 + F.R} \left[\left(1 + \alpha \frac{U_M}{U_0} \right) \left(1 - e^{-\frac{\lambda}{\theta}}\right) - \alpha \frac{U_M}{U_0} \lambda \right] \quad (4)$$

En plaçant maintenant l'origine des temps à la fin de l'impulsion, la loi de décroissance de la vitesse s'écrit : $\Omega(t) = \Omega_\lambda \cdot e^{-\frac{t}{\theta'}}$ et la vitesse atteinte à l'arrivée de l'impulsion suivante est :

$$\Omega_\lambda = \Omega'_e \cdot e^{-\frac{\mu}{\theta'}}$$

Traduisons alors la permanence du régime par l'égalité : $\Omega = \Omega'_e$

Nous trouverons :

$$\Omega'_e = \frac{\Omega_\lambda}{e^{-\frac{\mu}{\theta'}}}$$

d'où :

$$\Omega'_e = \frac{KU_0}{K^2 + F.R} \left[\left(1 + \alpha \frac{U_M}{U_0} \right) \left(1 - e^{-\frac{\lambda}{\theta}}\right) - \alpha \frac{U_M}{U_0} \lambda \right] \cdot \frac{e^{-\frac{\mu}{\theta'}}}{1 - e^{-\left(\frac{\lambda}{\theta} + \frac{\mu}{\theta'}\right)}}$$

comme, μ/θ' et λ/θ sont des grandeurs très petites on peut remplacer les exponentielles par leur développement limité. Cette formule peut s'écrire après simplifications :

$$\Omega'_e = \frac{KU_0}{K^2 + F.R} \cdot \frac{\frac{\lambda}{\theta}}{\frac{\lambda}{\theta} + \frac{\mu}{\theta'}} \quad (5)$$

D'après la formule (1) on peut écrire par analogie :

$$\Omega'_e = \Omega_c \cdot \frac{\frac{\lambda}{\theta}}{\frac{\lambda}{\theta} + \frac{\mu}{\theta'}}$$

θ est calculée par la formule (8).

b- Analyse du régime transitoire : Supposons le régime permanent établi (U_o , Ω'_e , λ , déterminés) et appliquons un échelon d'amplitude ΔU_o à l'entrée du système. La hauteur de l'échelon ΔU_o est supposée faible devant U_o , ce qui permet de considérer que le temps de passage du courant λ ne varie pas au cours du transitoire de vitesse.

La vitesse atteinte à la fin de la $n^{\text{ième}}$ impulsion après l'échelon s'écrit, en désignant par Ω'_{n-1} la vitesse au début de cette impulsion:

$$\Omega_n = \Omega'_{n-1} e^{-\frac{\lambda}{\theta}} + \frac{K(U_o + \Delta U_o)}{K^2 + F.R} \left[\left(1 + \alpha \frac{U_M}{U_o} \theta\right) (1 - e^{-\frac{\lambda}{\theta}}) - \alpha \frac{U_M}{U_o} \lambda \right]$$

et la vitesse atteinte à l'arrivée de la $(n+1)^{\text{è}}$ impulsion, quand le courant est nul ($J \frac{d\Omega}{dt} + f.\Omega + C_r = 0$) sera : $\Omega'_n = \Omega_n e^{-\frac{\mu}{\theta'}}$. Ces deux relations permettent d'écrire la loi de récurrence suivante :

$$\Omega_n = \Omega_{n-1} e^{-(\frac{\lambda}{\theta} + \frac{\mu}{\theta'})} + \frac{K(U_o + \Delta U_o)}{K^2 + F.R} \left[\left(1 + \alpha \frac{U_M}{U_o} \theta\right) (1 - e^{-\frac{\lambda}{\theta}}) - \alpha \frac{U_M}{U_o} \lambda \right]$$

avec les notations :

$$A = \frac{K(U_o + \Delta U_o)}{K^2 + F.R} \left[\left(1 + \alpha \frac{U_M}{U_o} \theta\right) (1 - e^{-\frac{\lambda}{\theta}}) - \alpha \frac{U_M}{U_o} \lambda \right]$$

$$B = e^{-(\frac{\lambda}{\theta} + \frac{\mu}{\theta'})}$$

et en désignant par Ω_1 la vitesse du moteur atteinte à la fin de chaque impulsion avant l'application de l'échelon :

$$\Omega_1 = \Omega_e e^{-\frac{1}{T} t_1} + A = B \Omega_e + A$$

$$\Omega_2 = B \Omega_1 + A$$

$$\Omega_3 = B \Omega_2 + A$$

$$\dots$$

$$\Omega_{n-1} = B \Omega_{n-2} + A$$

$$\Omega_n = B \Omega_{n-1} + A$$

soit :

$$[\Omega_n - \Omega_{n-1}] = B [\Omega_{n-1} - \Omega_{n-2}] \quad (B \approx \text{décrément})$$

B : étant une constante inférieure à 1, il en résulte que les vitesses atteintes à la fin des impulsions sont situées sur une même exponentielle (en fait sur $1 - e^{-\frac{t}{T}}$), à laquelle on assimile la réponse en vitesse.

Déterminons la valeur finale et la constante de temps de cette exponentielle afin d'en déduire la fonction de transfert.

La vitesse rejointe asymptotiquement est :

$$\Omega_\infty = e^{-\frac{1}{T} t} \sum_{n=2}^{\infty} [\Omega_n - \Omega_{n-1}] = \Omega_1 + \sum_{n=1}^{\infty} B |\Omega_{n-1} - \Omega_{n-2}| =$$

$$\Omega_1 + B (\Omega_\infty - \Omega_e) = B \Omega_e + A + B (\Omega_\infty - \Omega_e)$$

d'où

$$\boxed{\Omega_{\infty} = \frac{A}{1-B}} \quad (6)$$

avec les approximations faites, quand $\Delta U_o \rightarrow 0$ $\Omega_{\infty} \rightarrow \Omega_e$

$$\boxed{\Omega_{\infty} = \frac{K(U_o + \Delta U_o)}{K^2 + F.R} \cdot \frac{\frac{\lambda}{\theta}}{\frac{\lambda}{\theta} + \frac{\mu}{\theta'}}$$

La constante de temps est définie comme le temps mis par le moteur pour franchir l'écart de vitesse :

$$(\Omega_{\infty} - \Omega_e) \left(1 - \frac{1}{e}\right) = \left(\frac{A}{1-B} - \Omega_e\right) \left(1 - \frac{1}{e}\right) = \frac{A + \Omega_e(B-1)}{1-B} \left(1 - \frac{1}{e}\right)$$

$$= \sum_{i=1}^n \left[\Omega_i - \Omega_{i-1} \right] = \left[\Omega_1 - \Omega_e \right] \frac{1-B^n}{1-B} = \left[B\Omega_e + A - \Omega_e \right] \frac{1-B^n}{1-B}$$

d'où :

$$1 - \frac{1}{e} = 1-B^n$$

$$\frac{1}{e} = B^n = e^{-n \left(\frac{\lambda}{\theta} + \frac{\mu}{\theta'} \right)}$$

Cette dernière relation donne le nombre de période :

$$\boxed{n = \frac{1}{\frac{\lambda}{\theta} + \frac{\mu}{\theta'}}} \quad (7)$$

la constante de temps est donc :

$$\boxed{\Theta = nT = \frac{T}{\frac{\lambda}{\theta} + \frac{\mu}{\theta'}}} \quad (8)$$

La constante de temps du moteur alimenté par les thyristors, θ , est beaucoup plus grande que sa constante de temps θ lorsqu'il est alimenté par une tension continue.

Dans la formule (8), $\theta' = \frac{J}{F}$ est beaucoup plus grand que θ , on peut donc écrire plus simplement :

$$\theta = \theta \cdot \frac{T}{\lambda}$$

De cette formule simplifiée, on déduit la règle pratique suivante : pour obtenir la constante de temps en fonctionnement pulsé il suffit de multiplier la constante de temps θ par le rapport de la période du temps de passage du courant.

La transformée de Laplace de la réponse en vitesse à l'échelon de tension ΔU_0 est obtenue à partir des relations précédentes

$$\frac{\Delta \Omega(P)}{\Delta U_0(P)} = \frac{K}{K^2 + F \cdot R} \cdot \frac{\frac{\lambda}{\theta}}{\frac{\lambda}{\theta} + \frac{T}{\theta}} \cdot \frac{1}{1 + P \cdot \theta} \quad (9)$$

- Remarque : Nous avons négligé C_r dans cette formule, parce que nous en reparlerons dans le paragraphe de synthèse du système et les cas avec différentes charges du moteur.

Cette fonction de transfert sera valable pour la variation ΔU_0 petite en face de U_0 qui sert pour la régulation de vitesse.

- Domaine de validité de la relation (9) :

U_0 pourra varier de $\pm 10\%$ autour de la valeur fixée, ce qui donne une plage suffisante pour compenser une variation de vitesse allant jusqu'à 300 tr/min. et permettra de maintenir la vitesse constante à 1200 tr/min. quand la charge varie de 0 à 11A. Les tableaux suivants montrent les variations de vitesse en fonction des variations de la tension de crête U_0 relevées sur oscilloscope, ainsi que les variations de U_0 en fonction de la charge à vitesse constante.

ESSAI A VIDE

U_o [V]	E [V] F.C.E.M.	λ [ms]	V_{com} [V]	N [tr/min.]
120	92	2,1	2,72	900
125	112,5	2,2	3,15	1000
150	125	2,4	4,2	1200
170	145	2,6	5,6	1400
175	155	2,9	6,5	1500
175	160	3,2	7,4	1600
175	170	Pleine ouverture Th	12,8	1750

$\rightarrow \frac{\pi}{2}$ sommet
de la
sinusoïde

ESSAI EN CHARGE

U_o [V]	E [V]	λ [ms]	V_{com} [V]	N [tr/min.]	I [A]
150	125	2,4	4,2	1200	2,4
175	125	3,4	6,5	1200	10

C) ETUDE ET CALCUL DU PARAMETRE λ .

Nous avons appelé λ la durée de l'impulsion aux bornes du moteur
[temps de passage du courant].

Les expressions (2) et (4) écrites pour $t=\lambda$ donnent :

$$U(\lambda) = U_o (1 - \alpha \frac{U_M}{U_o} \lambda) ,$$

et

$$E = K . \Omega_\lambda = \frac{K^2 . U_o}{K^2 + F . R} \left[(1 + \alpha \frac{U_M}{U_o} \Theta) (1 - e^{-\frac{\lambda}{\Theta}}) - \alpha \frac{U_M}{U_o} \lambda \right] . \frac{1}{1 - e^{-\left(\frac{\lambda}{\Theta} + \frac{\mu}{\Theta'}\right)}}$$

Or $K.\Omega_\lambda$ est la force contre électromotrice à la fin de l'impulsion.

En écrivant l'impulsion $U(\lambda) = E = K.\Omega(\lambda)$, en négligeant l'influence des auto-inductances et en tenant compte que les valeurs θ et θ' sont en général très grandes devant λ et μ , on peut écrire

$$e^{-\frac{\lambda}{\theta}} = 1 - \frac{\lambda}{\theta} \text{ et } e^{-(\frac{\lambda}{\theta} + \frac{\mu}{\theta'})} = 1 - (\frac{\lambda}{\theta} + \frac{\mu}{\theta'})$$

en outre $\frac{K^2}{K^2 + F.R} \approx 1$, $\mu = T - \lambda$ et $\alpha.U_M \gg \theta U_0$, on en déduit la valeur de λ

par l'expression suivante :

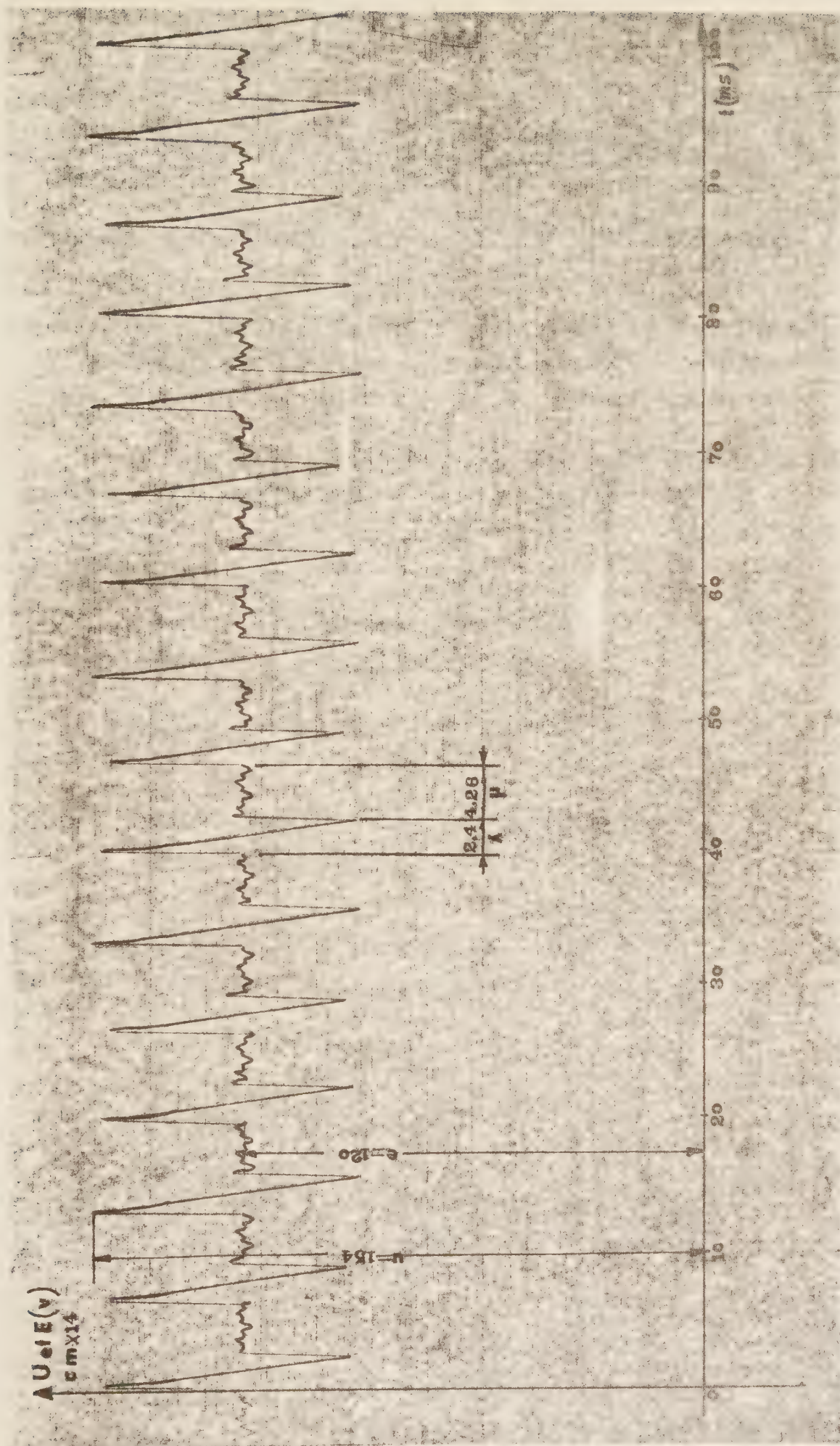
$$\lambda^2 + \frac{T\theta}{\theta' - \theta} \lambda - \frac{U_0}{\alpha.U_m} \cdot \frac{T.\theta}{\theta' - \theta} = 0 \quad (10)$$

en calculant $\frac{1}{\alpha}$ et U_M correspondant à $U_0 = 160V$ et $T = 6,6 \text{ m sec.}$ $\theta = 0,17 \text{ sec.}$
 $\theta' = 15,3 \text{ sec.}$; on trouve la valeur $\lambda = 1,8 \text{ ms.}$

Mais l'influence de l'auto-inductance de l'induit et du transformateur d'alimentation retardent l'extinction des thyristors, donc pratiquement la valeur de λ est plus grande que la valeur calculée. Expérimentalement, nous avons $\lambda = 2,4 \text{ ms}$ comme le montre la courbe enregistrée n° [2].

Dans tous les essais, le courant d'excitation de l'inducteur est égal à 1 Ampère.

Courbe enregistrée n° [2]



Tension aux bornes de l'induit 1200 t/min.

B) FONCTIONS DE TRANSFERT DES DIFFERENTS ELEMENTS COMPOSANT LA CHAÎNE D'ASSERVISSEMENT.

I- Fonction de transfert du circuit de commande de l'angle d'amorçage.

Les thyristors du pont mixte sont amorcés par trois circuits de commande décrits dans le chapitre 2. La tension V_{com} commune détermine pour chacun des trois thyristors le même angle d'amorçage, par rapport à la phase sur laquelle est branché ce thyristor.

Conformément au schéma de la figure 3 cet angle d'amorçage détermine la même tension de crête U_o sur chaque phase. Ces impulsions, de valeur de crête U_o et de largeur λ sont appliquées à l'induit du moteur à travers le pont de diodes qui interdit toute conduction entre 2 impulsions.

D'après l'expression établie au chapitre 2 pour l'angle d'amorçage :

$$\cos \theta = -1 - \frac{R}{R'} \cdot \frac{1}{a'} \left[+ |V_{com}| - |V_p| \right]$$

en posant $\frac{R}{R'} \cdot \frac{1}{a'} = K'$ et $-1 - K' \cdot \left[+ |V_{com}| - |V_p| \right] = x$

il vient :

$$\cos \theta = x \quad \text{et} \quad \frac{d\theta}{dx} = \frac{-1}{\sqrt{1-x^2}}$$

$$\theta = \arccos x$$

et $\frac{dx}{dV_{com}} = -K'$

$$\frac{d\theta}{dV_{com}} = \frac{d\theta}{dx} \cdot \frac{dx}{dV_{com}} = \frac{-1}{\sqrt{1-x^2}} \cdot \frac{-K'}{1}$$

$$\frac{d\theta}{dV_{com}} = K^1 \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - [(V_{com} - V_p)K^1 + 1]^2}}$$

$$K^2 = \frac{d^2\theta}{dV_{com}^2} = K^1 \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - [(V_{com} - V_p)K^1 + 1]^2} - 2K^1(V_{com} - V_p)}$$

on a $V_p = 12^{\circ} = \text{constante}$

$$K^1 = \frac{22.1}{15} \cdot \frac{1}{2} = 0,165$$

$$K^{12} = 0,0272$$

$$2K^1 = 0,33$$

$$K_0 = \frac{1}{\sqrt{1 - (V_{com} - 12)^2 - 0,33(V_{com} - 12)}}$$

$$K_0 = \frac{1}{\sqrt{1 - (V_{com} - 12)^2 - 0,33(V_{com} - 12)}}$$

(11)

Les variations de K_0 dans la zone de travail que nous utilisons sont données en fonction des variations de V_{com} par le tableau suivant :

DOMAINE D'UTILISATION

N	V _{com} [V]	K _θ
2	4.0000	0.1740
3	4.1000	0.1730
4	4.2000	0.1721
5	4.2999	0.1712
6	4.3999	0.1704
7	4.4999	0.1697
8	4.5999	0.1690
9	4.6999	0.1684
10	4.7999	0.1678
11	4.8999	0.1673
12	4.9999	0.1669
13	5.0999	0.1665
14	5.1999	0.1661
15	5.2999	0.1658
16	5.3999	0.1655
17	5.4999	0.1653
18	5.5999	0.1651
19	5.6999	0.1650
20	5.7999	0.1649
21	5.8999	0.1649
22	5.9999	0.1649
23	6.0999	0.1649
24	6.1999	0.1650
25	6.2999	0.1652
26	6.3999	0.1654
27	6.4999	0.1656
28	6.5999	0.1659
29	6.6999	0.1662
30	6.7999	0.1666
31	6.8999	0.1670
32	6.9999	0.1675
33	7.0999	0.1680
34	7.1999	0.1686
35	7.2999	0.1692
36	7.3999	0.1699
37	7.4999	0.1707
38	7.5999	0.1715
39	7.6999	0.1723
40	7.7999	0.1733
41	7.8999	0.1743

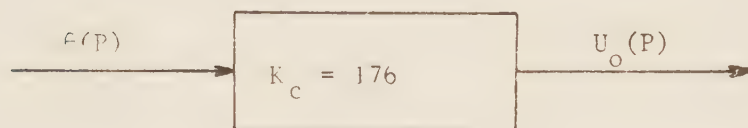
Ce tableau montre que la variation de θ par rapport à V_{com} dans la plage d'utilisation est pratiquement linéaire. On en déduit la fonction de transfert entre V_{com} et l'angle d'amorçage θ :



II - FONCTION DE TRANSFERT ENTRE LA TENSION DE CRETE U_o ET L'ANGLE D'AMORÇAGE θ :

En se reportant à la fig. 3 , la similitude des triangles BA'P et BFQ permet d'écrire $\frac{U_M}{\frac{\pi}{2}} = \frac{U_o}{\theta} = 176$. La tension U_M peut aussi être calculée par la moyenne de l'expression $U(t) = U_o(1 - \alpha \frac{U_M}{U_o} t)$ en considérant que U_o et $U(t)$ sont situées sur la tangente représentée sur la fig. 3 , on obtient la même valeur, d'où

$$K_c = \frac{U_o(P)}{\theta(P)} = \frac{2U_M}{\pi} = 176$$



III - FONCTION DE TRANSFERT DE L'ENSEMBLE PONT-MOTEUR.

La fonction de transfert du moteur est :

$$\frac{\Delta \omega_o(P)}{\Delta U_o(P)} = \frac{K}{K^2 + F.R} \cdot \frac{\frac{\lambda}{\theta}}{\frac{\lambda}{\theta} + \frac{\mu}{\theta}} \cdot \frac{1}{1 + P \theta}$$

où $\frac{K}{K^2 + F.R} = \frac{0,96}{0,96^2 + 1,5 \cdot 10^{-2} \cdot 81} = 1,02$

avec $\lambda = 2,4 \text{ ms}$ $\theta = 0,17 \text{ sec.}$ $\theta' = 15,3 \text{ sec.}$

$\mu = T - \lambda = 6,66 - 2,4 = 4,26 \text{ ms}$

et

$$\frac{\frac{\lambda}{\theta}}{\frac{\lambda}{\theta} + \frac{\mu}{\theta'}} = \frac{\frac{2,4 \cdot 10^{-3}}{0,17}}{\frac{2,4 \cdot 10^{-3}}{0,17} + \frac{4,26 \cdot 10^{-3}}{15,3}} = 0,98$$

A la vitesse nominale :

$$V_{\text{com}} = 4,3^V \text{ pour } N=1200 \text{ tr/min. soit } \Omega = 125,6 \text{ R/S}$$

$$\text{d'où : } K_s = \frac{K}{K^2 + F \cdot R} \cdot \frac{\frac{\lambda}{\theta}}{\frac{\lambda}{\theta} + \frac{\mu}{\theta'}} \approx 1$$

et

$$\boxed{\frac{\Delta \Omega_o(P)}{\Delta U_o(P)} = K_s \frac{1}{1 + P\theta}}$$

CALCUL DE VALEUR DE θ :

$$\text{D'après l'expression } \theta = \frac{T}{\frac{\lambda}{\theta} + \frac{1}{\theta'}} = \frac{6.66 \cdot 10^{-3}}{\frac{2,4 \cdot 10^{-3}}{0,17} + \frac{4,26 \cdot 10^{-3}}{15,3}}$$

on trouve :

$$\theta = 0,465 \text{ sec.}$$

mais avec $\lambda = 2,4$ la valeur de θ mesurée sur l'enregistrement n° [3] est égale à 0,3 sec.

Le calcul sera fait à partir de cette valeur dans le chapitre V :
"Analyse et synthèse du système".



Enregistrement n° [3]

Mesure de θ

suite de la courbe n° 3

IV - FONCTION DE TRANSFERT DU CAPTEUR DE VITESSE.

Elle a déjà été exposée au chapitre [3] :



V - L'ORDINATEUR I.B.M.-1800.

L'ordinateur est utilisé pour effectuer les opérations suivantes :

a) Il fait fonction d'échantillonneur-bloqueur d'ordre zéro avec une fonction de transfert du type

$$b_0(P) = \frac{1 - e^{-TP}}{P}$$

b) Il élabore une tension de commande, E_{con} , échantillonnée à la période T ; ce temps est obtenu par un programme qui est appelé toutes les T secondes par une interruption programmée déclenchée par le compteur de temps de l'ordinateur.

La tension E_{con} produit une tension de crête U_o qui maintient la vitesse du moteur à vide à 1200 tr/min. (numériquement $E_{o_{con}} = 4,3^V$).

c) Il joue le rôle de comparateur : il lit la valeur de la vitesse de rotation Ω à la sortie du capteur de vitesse en $E[V]$ et il la compare avec la tension E_{ref} correspondant à la vitesse à vide [ici $E_{ref} = 4,3^V$].

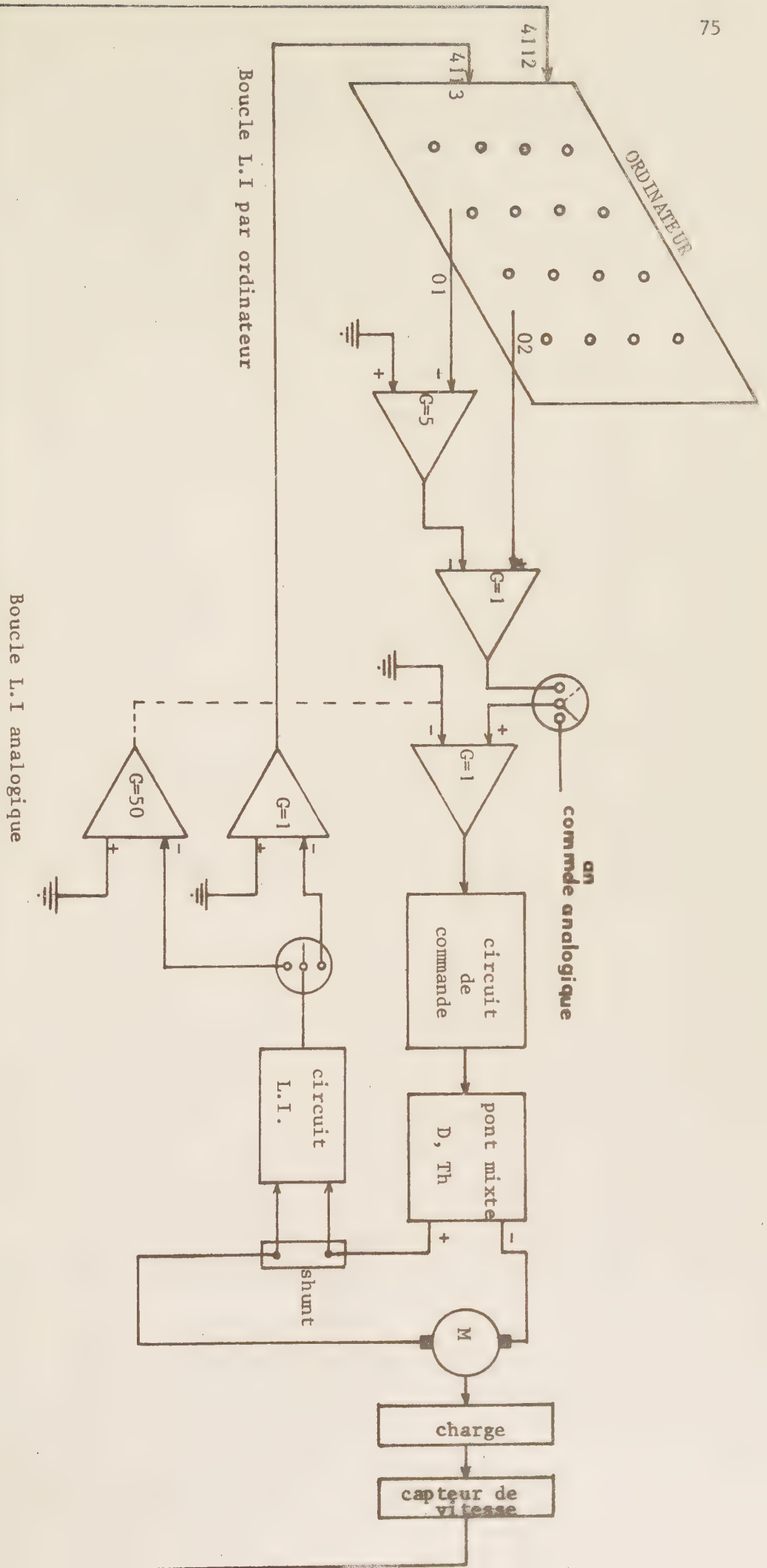
d) Correction numérique : après conversion digitale-analogique on provoque à la sortie de l'ordinateur une tension d'erreur de vitesse $\varepsilon = E_{ref} - E$. Cette erreur après amplification rentre dans le circuit de commande.

e) Fonctionnement en pilote.

f) Surveillance des surintensités à l'aide du circuit de limitation d'intensité réalisé au chapitre [3].

[Chaque fonctionnement sera décrit avec son diagramme fonctionnel propre].

On trouve le diagramme fonctionnel d'ensemble de la chaîne d'asservissement sur la fig. [6].



- Fig. 6 -

- BIBLIOGRAPHIE -

- 1 - H. CHESTNUT - R.W. MAYER : Servomécanisme et Régulation (Tome 1-2)
Dunod, 1958.
- 2 - J.Ch.GILLE - P. DECAULNE - M. PELEGRIN : Dynamique de la commande linéaire,
Dunod, (1967).
- 3 - W. OPPELT : Manuel Technique des Procédés de Régulation. Edit. Eyrolles.
- 4 - J. Ch. GILLE - P. DECAULNE - M. PELEGRIN : Théorie et calcul des asservisse-
ments linéaires. Dunod, 1967.
- 5 - LA ZCYPKIN : Théorie des asservissements par plus-ou-moins. Dunod, 1962.
- 6 - J. Ch. GILLE - P. DECAULNE - M. PELEGRIN : Méthodes d'études des systèmes
asservis non linéaires, Dunod, (1968).
- 7 - V.V.SOLODOVNISKOV : Dynamique statistique des systèmes linéaires de commande
automatique, Dunod, 1965.
- 8 - J. Ch. GILLE - P. DECAULNE - M. PELEGRIN : Les organes des systèmes asservis,
Dunod, (1965).
- 9 - M.A. AIZERMAN : Theory of automatic control, (1963).
- 10 - Revue Automatisme, Tome X, Arhan-Barhaste : Systèmes utilisant des thyristors
n°11, novembre 1965.
- 11 - M. ROSTENKO and L. PIOTROVSKY : Electrical Machines, Partone Edition, Moscou.

°

°

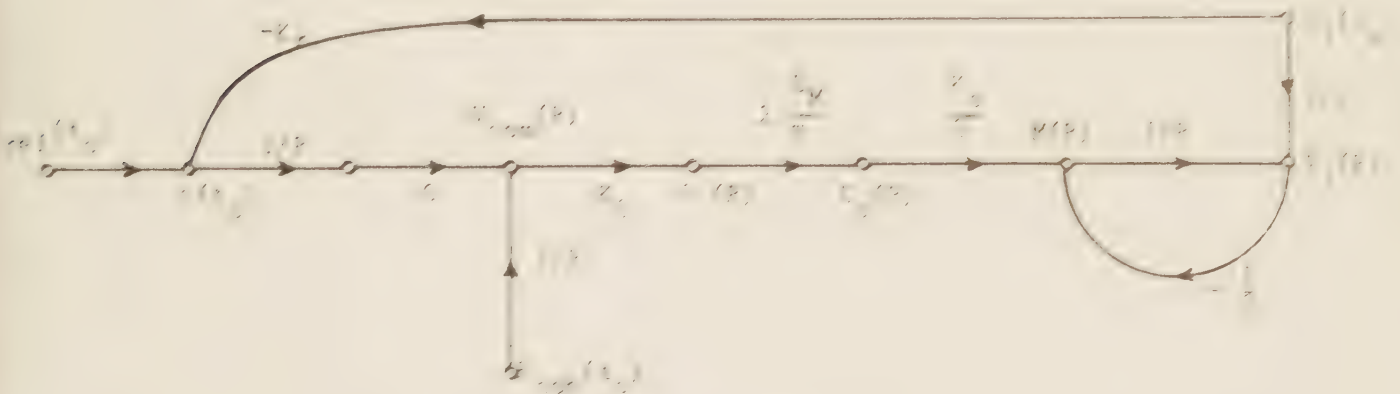
—

CHAPTER V

ANALYSE ET SYNTHÈSE DU SYSTÈME.

1 - EQUATION DU SYSTEME.

En considérant le diagramme fonctionnel de la fig. 7 (chap. IV) et dans l'hypothèse de la marche à vide du moteur, on peut établir le diagramme de fluence du système échantillonné en boucle fermée à l'aide du schéma présenté sur la fig. 1 (où X_1 représente la vitesse de rotation du moteur).



- Fig. 1 -

A partir de ce diagramme et d'après la règle de Mason, l'équation du système s'écrit sous la forme suivante :

$$Z_1(p) = Z_1(t_o) \left[G \cdot K_r \cdot K_s \cdot K_G \cdot \frac{2U_M}{\pi} \cdot \frac{G}{P} \right] \frac{1}{1+PG} + K_s \cdot K_G \cdot \frac{2U_M}{\pi} \cdot \frac{1}{P(1+PG)} E_{con}(t_o) + K_s \cdot K_G \cdot \frac{2U_M}{\pi} \cdot \frac{G}{P(1+PG)} E_{ref}(t_o)$$

ou en posant : $F = K_r \cdot K_s \cdot K_g \cdot \frac{2\pi M}{\pi}$ et $M = K_s \cdot K_g \cdot \frac{2\pi V}{\pi}$

$$X_1(P) = \left[\frac{\Theta}{1+P\Theta} - \frac{F.G}{P(1+P\Theta)} \right] x_1(t_0) + \left[\frac{M.G}{P(1+P\Theta)} + \frac{E_{con}.M}{E_{ref}.P(1+P\Theta)} \right] E_{ref}(t_0)$$

Si les grandeurs intervenant sont échantillonnées, on obtient avec $(t-t_0) = KT$ l'équation récurrente suivante :

$$X[(K+1)T] = \begin{bmatrix} e^{-\frac{1}{\Theta}T} & -F.G(1-e^{-\frac{1}{\Theta}T}) \end{bmatrix} X(KT) + \left[M.G + \frac{E_{con}}{E_{ref}}.M \right] (1-e^{-\frac{1}{\Theta}T}) E_{ref}(KT)$$

en prenant les valeurs numériques de F, et de M : il vient :

$$F = K_r.K_s.K_\theta \cdot \frac{2U_M}{\pi} = 0,034.1.0,17.176 = 1,02 \left| \frac{R}{S.V} \right|$$

$$M = K_s.K_\theta \cdot \frac{2U_M}{\pi} = 1.0,17.176 = 30 \left| \frac{R}{S.V} \right| \text{ et } E_{con} = E_{ref} = 4,3V$$

$$X[(K+1)T] = \begin{bmatrix} e^{-\frac{1}{\Theta}T} & -1,02.G(1-e^{-\frac{1}{\Theta}T}) \end{bmatrix} X(KT) + [G+1].30.(1-e^{-\frac{1}{\Theta}T}) E_{ref}(KT) \quad (13)$$

on en déduit la fonction de transfert échantillonnée du système :

$$H(Z) = \frac{30(G+1)(1-e^{-\frac{1}{\Theta}T})}{Z - \begin{bmatrix} e^{-\frac{1}{\Theta}T} & -1,02G(1-e^{-\frac{1}{\Theta}T}) \end{bmatrix}} \quad (14)$$

II - ETUDE DE LA STABILITE DU SYSTEME ET CHOIX DE T.

D'après les formules (13) et (14) H(Z) peut être exprimée par le rapport de deux polynômes en Z : $H(Z) = \frac{A(Z)}{B(Z)}$.

Une étude de la stabilité du système dans le cas de la marche à vide et de la marche en charge du moteur peut être faite sur H(Z). Le système est stable si toutes les racines de B(Z)=0 (équation caractéristique) sont inférieures à 1 en module.

La condition générale de stabilité d'un système échantillonné linéaire est donc que toutes les racines de l'équation caractéristique, c'est-à-dire les pôles de la transmittance, soient situés à l'intérieur d'un cercle de rayon unitaire, d'après (14) le pôle de $H(Z)$ est :

$$Z = \left[e^{-\frac{1}{\Theta}T} - 1,02G \left(1 - e^{-\frac{T}{\Theta}}\right) \right]$$

son module est donc fonction de G , T et Θ .

Compte tenu des remarques précédentes examinons les cas suivants :

1- Influence du gain et de la période d'échantillonnage.

Les variations du gain G sont limitées par la valeur maximale possible pour V_{com} . Considérons la partie de la chaîne d'asservissement entre V_{com} et U_o (fig. 2).



- Fig. 2 -

Si ΔU_o est inférieur à 180V qui est la valeur maximale de la tension entre 2 phases du réseau d'alimentation, la limite de V_{com} est 6 volts. Si V_{com} excède 6 volts on sort du domaine de fonctionnement linéaire du pont et des amplificateurs opérationnels de commande.

D'autre part, en tenant compte de la tension constante E_{con} qui permet de maintenir la vitesse du moteur à 1200t/min. à vide il vient : $G \cdot \varepsilon(t_0) = 6 - 4,3 = 1,7V$.

Comme au démarrage, l'erreur de vitesse $\varepsilon(t_0)$ est maximale et voisine de la tension de référence $E_{ref} = 4,3$ volts, G doit avoir une valeur assez faible.

En prenant $T = 1s$ et la valeur de Θ correspondant à la marche à vide on a : $H(Z) = \frac{60}{Z + 0,96}$.

Courbe enregistrée n° [4]



Le pôle correspondant est donc très voisin de 1 : on se trouve à la limite de la stabilité.

Une petite perturbation engendre des oscillations d'amplitude croissante comme l'indique l'enregistrement n°4 qui correspond à une faible charge (courant débité par la génératrice de charge $I = 2,5A$).

Si on choisit une valeur de T inférieure, G pourra prendre des valeurs plus élevées.

Il faut également noter l'influence de G sur le gain statique; du système, car il figure aussi au numérateur de $H(Z)$

$$H(Z) = \frac{30(G+1) \left(1 - e^{-\frac{T}{\Theta}}\right)}{Z - \left[e^{-\frac{T}{\Theta}} - 1,02G \left(1 - e^{-\frac{T}{\Theta}}\right) \right]}$$

Donc toute augmentation de G aura pour effet d'accroître la valeur absolue du pôle et du gain statique.

L'influence de G est remise en évidence par les enregistrements (n°5 et 6) réalisée pour : $T = 0,1s$, un courant de 11A débité par la génératrice de charge, et des valeurs de G égales à 5 et 10.

Le système est stable pour $G=5$, instable pour $G=10$.

2- Influence de la constante de temps.

La constante de temps $\Theta \left[\Theta = \theta \frac{T}{\lambda} \right]$ est fonction de la durée λ du passage du courant dans l'induit. Cette dernière est fonction de l'énergie consommée par le moteur, donc de la charge qui lui est imposée.

Courbe enregistrée n° 5 avec le circuit L.I analogique





Courbe enregistrée n° 6 avec le circuit L.I analogue

La constante de temps diminue quand la charge s'accroît, le terme $e^{-\frac{T}{C}}$ diminue. Il en résulte que le pôle de $H(Z)$ se déplace vers l'extérieur du cercle de rayon unité, et que le système tend à devenir instable; d'autre part, l'augmentation de C accroît le gain statique.

3- Choix de la période de l'échantillonnage.

Quand la période T augmente le terme en $e^{-\frac{T}{C}}$ diminue et la valeur numérique du pôle tend à dépasser 1 : le système devient instable.

En principe, il suffirait pour obtenir la stabilité de choisir une période T la plus petite possible. Mais le temps nécessaire aux calculs et à la commande du système par l'ordinateur ne peut pas être réduit en-dessous d'une certaine limite, compte tenu de cet impératif, nous avons choisi une période d'échantillonnage de 0,1S.

Avec cette valeur, la stabilité est assurée pour la plupart des régimes de fonctionnement et elle laisse un temps suffisant pour les calculs à l'ordinateur.

III- COMMANDE SOUS CONTROLE DE L'ORDINATEUR :

a) Démarrage. Le démarrage du moteur est assuré à l'aide du programme Process n° 1 décrit par l'organigramme correspondant.

Le rôle de l'ordinateur est :

- de lire les tensions E et V qui représentent respectivement la vitesse et l'intensité dans l'induit,
- d'élaborer les signaux proportionnels aux différences :

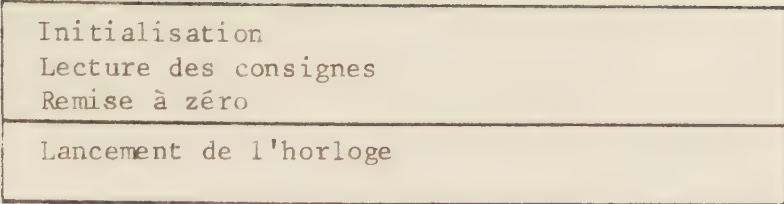
$$W = V - V_{con}$$

$$U = I_{ref} - I$$

- d'appliquer un signal "tout ou rien" au circuit de commande du pont suivant les signes de W et de U.

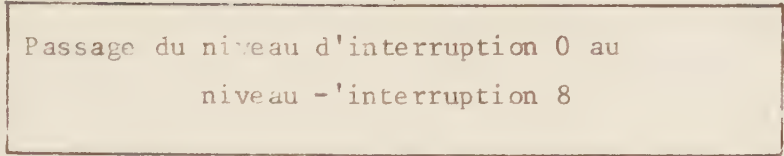
Ces opérations sont rythmées par l'horloge (timer) de l'ordinateur qui impose la période d'échantillonnage. Le programme de démarrage est mis en route par une "interruption d'horloge", c'est-à-dire que la 1ère impulsion commande l'exécution de la première instruction du sous-programme que nous avons appelé "ZIB".

Ce sous-programme écrit en Fortran permet de réaliser en séquence, grâce au sous-programme "NIV08" déclenché par une interruption programmée, les 3 opérations mentionnées précédemment. Nous avons porté sur l'organigramme les numéros des instructions, correspondant aux branches importantes et sur le "listing", nous avons indiqué en clair les principales instructions. Les notations utilisées sont les suivantes :

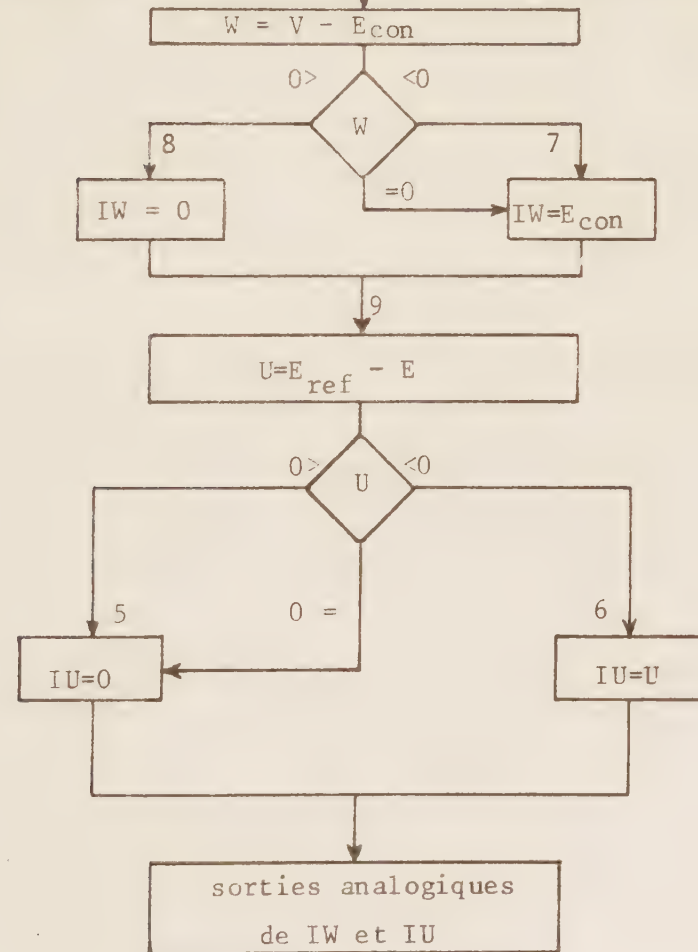
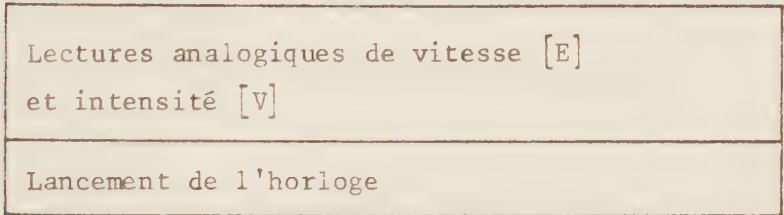


unité centrale libre

interruption d'horloge → ZIB



NIV08



unité centrale libre

N.B.: La mention "unité centrale libre" indique que le temps de calcul est inférieur à la durée de la période.

Programme n°1

```

// JOE
// FOR ZIB
*LIST SOURCE PROGRAM
C   SOUSPROGRAMME ZIB
    SUBROUTINE ZIB
    CALL LEVEL(8)
    RETURN
    END
// FOR NIVO8
*LIST SOURCE PROGRAM
C   SOUSPROGRAMME NIVO8
    SUBROUTINE NIVO8
    EXTERNAL ZIB
    EXTERNAL DEMAR

    DIMENSION INPUT(4),IDATA(5)
    COMMON N,V,E,W,U,INPUT,IDATA,ECON,EREF
    IF(N-20000)2,2,4    Nombre de période choisi (durée de la manipulation)
2  CALL DATSW(0.,L)
    GO TO (13,12),L
13 CALL TIMER(ZIB,2,100) Choix du Timmer 2; période  $100 \cdot 10^{-3} \text{s} = 0,1 \text{s}$ 
    CALL AIS(12001,INPUT(1),INPUT(4),4112) ordre de lecture des entrées analogiques
    V=INPUT(2)    intensité (entrée 2)
    V=V*5./32766.
    E=INPUT(1)    vitesse (entrée 1)
    E=E*5./32766.
    W=V-ECON      comparaison de V et de Econ
    IW=W*32766./5.
    IF(IW)7,7,8    aller à l'instruction n°7 si V<Econ ou V=Econ, aller en 8
7  IW=ECON*32766./5.    si V>Econ
    GO TO 9
8  IW=0
9  CONTINUE
    IDATA(3)=IW    appliquer IW(V-Econ) à la sortie numérique (3)
    U=EREF-E      calcul de l'erreur de vitesse
    IU=U*32766./5
    IF(IU)5,5,6    aller à l'instruction n°5 si l'erreur est ≤0 ou en 6 si elle
                    est >0
5  IU=0
6  IDATA(1)=IU    appliquer IU à la sortie numérique (1)
    CALL DAC(01101, IDATA(1), IDATA(5) entrée en action des sorties numériques
    N=N+1

    GO TO 4
12 CALL QUEUE(DEMAR, 1,0)
    CALL ENDTS
4  CALL INTEX
    END
  
```



```
// FOR DEMAR
*10CS(CARD, DISK, TYPEWRITER)
*LIST SOURCE PROGRAM

EXTERNAL ZIB
DIMENSION INPUT(4), IDATA(5)
COMMON N, V, E, W, U, INPUT, IDATA, ECON, EREF
CALL UNMK(-1,-1)
IDATA(4)=1
IDATA(2)=3
IDATA(1)=0
IDATA(3)=0
READ(2,100) ECON, EREF
PAUSE
100 FORMAT(2F5.2)

CALL DAC (01101, IDATA(1), IDATA(5))
PAUSE

N=1

CALL TIMER (ZIB,2,100)
CALL VIAQ

END
```


E : tension à la sortie du capteur de vitesse.

V : tension à la sortie du capteur d'intensité.

U : tension produisant l'écart entre V et la tension constante E_{com} permettant d'obtenir une vitesse de 1200t/min. à vide.

U sera égale à 0 ou à E_{com} suivant son signe (tout ou rien).

Elle sera appliquée à la sortie 01 de l'ordinateur.

U_{rel} : tension d'erreur de vitesse. Elle est égale soit à 0, soit à l'écart $U = E_{rel} - E$ suivant ce signe de U . Elle sera appliquée à la sortie 03 de l'ordinateur.

N : nombre de période d'échantillonnage.

Les résultats obtenus pour la marche à vide à l'aide de ce programme sont décrits par les enregistrements (7-7'-7'') donnant l'évolution de la vitesse en fonction du temps. Ces courbes font apparaître un dépassement de vitesse de 125, 6 rad/s (7 et 7') pendant le régime transitoire.

Ce dépassement est dû à une tension de commande initiale trop élevée qui provoque la pleine ouverture des thyristors, puisqu'au démarrage l'erreur est égale à la consigne.

La courbe enregistrée n°7 présente le fonctionnement dynamique du moteur au démarrage dans le cas de la marche à vide (avec génératrice en haut d'arbre) sans boucle de limitation d'intensité (L.I) dans la chaîne d'asservissement.

La courbe n°7' représente le même fonctionnement mais avec la boucle de L.I analogue citée au chapitre III. La présence de L.I dans la chaîne protège le système contre les surintensités éventuelles et diminue la valeur du pic de la courbe de variations de vitesse; mais elle engendre des fluctuations aux instants de démarrage et augmente la valeur de la constante de temps.

La courbe enregistrée n°7'' nous montre le fonctionnement au démarrage avec une période d'échantillonnage $T=0,5S$ et avec la boucle de L.I analogique. Il y a augmentation de la constante de temps et des fluctuations au démarrage.

b) Suppression du dépassement.

1) Principe :

Les résultats obtenus au paragraphe précédent nous mettent en présence d'un dépassement de vitesse qui peut être gênant pour une application industrielle. Afin de supprimer cet inconvénient, nous allons retarder la commande de l'ouverture des thyristors. Pour cela, nous nous proposons de déterminer le nombre de périodes d'échantillonnage qui sépare le démarrage du dépassement : nous retarderons d'autant, l'ouverture des soupapes électriques.



Courbe enregistrée n° 7 sans circuit L.I.



Courbe enregistrée n°7' avec le circuit L.I. analogique.



Courbe enregistrée n° 7"

Pour connaître avec précision la position du maximum de vitesse, il faut, à partir de l'équation de récurrence, calculer la vitesse Ω_N en fonction de NT. Par la même occasion, nous comparerons les courbes obtenues pour les valeurs calculées et mesurées.

2) Calcul de Ω à partir de l'équation récurrente.

D'après l'expression (13), à partir de la valeur calculée $\Theta = 0,465s$, de la valeur mesurée $\Theta = 0,3s$ (courbe n°3) et de la période d'échantillonnage $T=0,1s$, on obtient deux expressions :

$$\Omega[(K+1)T] = (0,716 - 0,288G) \Omega(KT) + (G+1)36,4 \quad (15)$$

pour $\Theta = 0,3s$

et

$$\Omega[(K+1)T] = (0,8 - 0,204G) \Omega(KT) + (G+1)25,6 \quad (16)$$

pour $\Theta = 0,465$

En calculant numériquement Ω pour toutes les valeurs de K on obtient la réponse temporelle du système qui est donnée sur le tableau n°2 et illustrée par la fig. 10, où sont également représentés les enregistrements de Ω avec et sans limitation d'intensité. La figure 10 nous permet d'ailleurs de constater que la valeur $\Theta = 0,3s$ conduit au résultat qui s'éloigne le plus des courbes réelles.

Le tableau (2) des valeurs successives de Ω nous montre que le dépassement maximum a lieu (pour $\Theta=0,3$ ou $0,465$) pour $N=40$. Nous retarderons donc l'entrée en action de l'erreur de vitesse d'un temps $\Delta t=40T$. Les résultats obtenus montrent que ce choix est satisfaisant.

PERIODE D'ECHANTILLONNAGE

T = 0,1 sec.

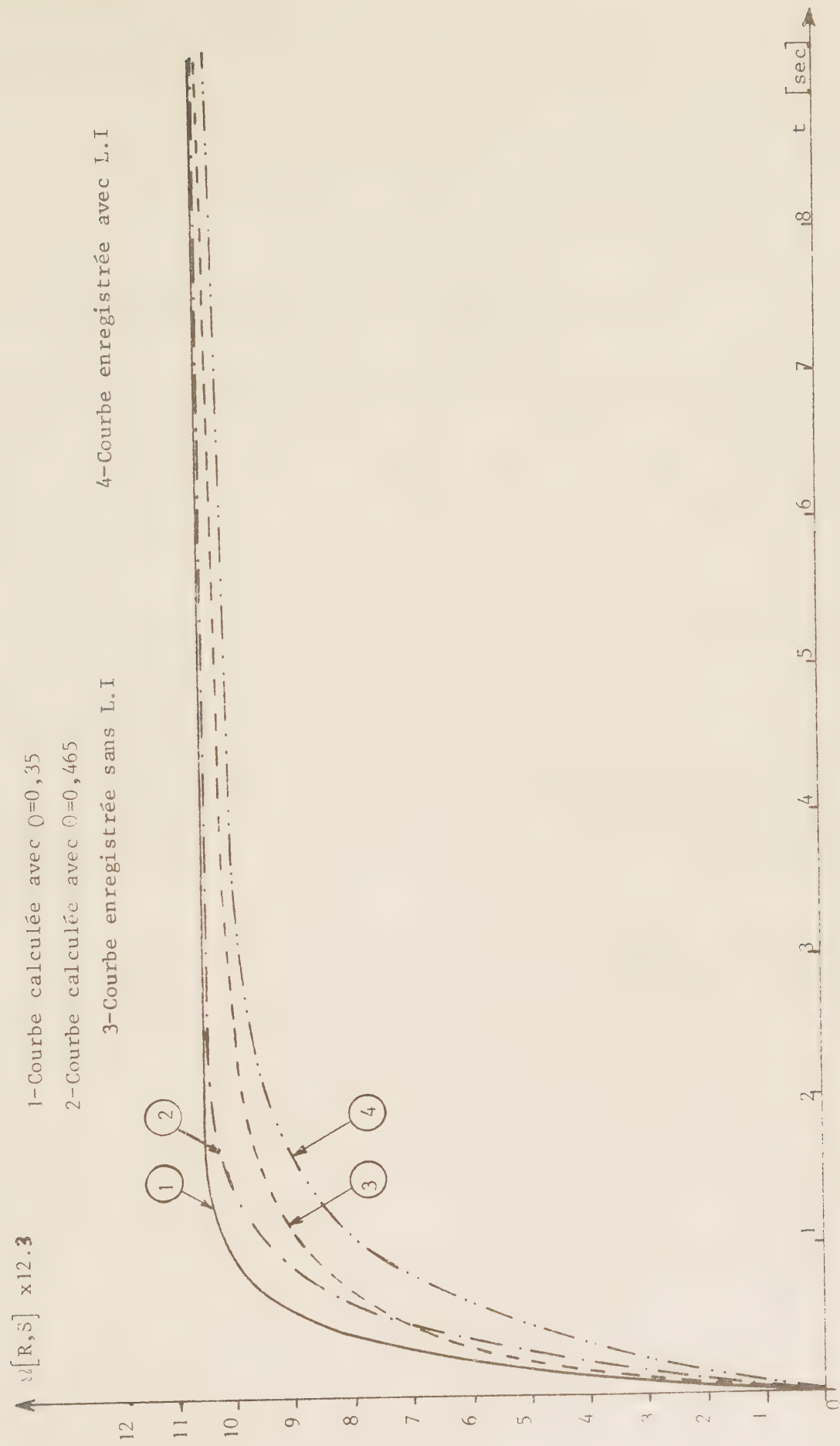
T = 0,1

N	Ω avec $\Theta=0,3$ [R,S]	Ω avec $\Theta=0,465$ [R,S]	N	Ω avec $\Theta=0,3$ [R,S]	Ω avec $\Theta=0,465$ [R,S]
1	36.4000	25.6000	52	126.7129	125.9016
2	62.4623	46.0800	53	126.6598	125.9016
3	81.1230	62.4639	54	126.6983	125.9016
4	94.4841	75.5712	55	126.6704	125.9016
5	104.0506	86.0569	56	126.6906	125.9016
6	110.9002	94.4455	57	126.6759	125.9016
7	115.8045	101.1564	58	126.6865	125.9016
8	119.3160	106.5251	59	126.6789	125.9016
9	121.8302	110.8200	60	126.6844	125.9016
10	123.6304	114.2560	61	126.6804	125.9016
11	124.9194	117.0048	62	126.6833	125.9016
12	125.8422	119.2038	63	126.6812	125.9016
13	126.5030	120.9630	64	126.6827	125.9016
14	126.9761	122.3704	65	126.6816	125.9016
15	127.3149	123.4963	66	126.6824	125.9016
16	127.5574	124.3970	67	126.6819	125.9016
17	127.7311	125.1176	68	126.6823	125.9016
18	127.8554	125.6940	69	126.6820	125.9016
19	127.9445	126.1552	70	126.6822	125.9016
20	128.0082	126.5241	71	126.6820	125.9016
21	128.0539	126.8193	72	126.6821	125.9016
22	128.0865	127.0554	73	126.6821	125.9016
23	128.1099	127.2443	74	126.6821	125.9016
24	128.1267	127.3954	75	126.6821	125.9016
25	128.1387	127.5163	76	126.6821	125.9016
26	128.1473	127.6130	77	126.6821	125.9016
27	128.1534	127.6904	78	126.6821	125.9016
28	128.1578	127.7523	79	126.6821	125.9016
29	128.1609	127.8018	80	126.6821	125.9016
30	128.1632	127.8414			
31	128.1648	127.8731			
32	128.1660	127.8984			
33	128.1668	127.9187			
34	128.1674	127.8349			
35	128.1679	127.9479			
36	128.1681	127.9583			
37	128.1683	127.9666			
38	128.1685	127.9733			
39	128.1686	127.9786			
40	128.1687	127.9828			
41	125.6058	125.4437			
42	127.4613	126.0023			
43	126.1179	125.8794			
44	127.0905	125.9065			
45	126.3864	125.9005			
46	126.8962	125.9018			
47	126.5271	125.9016			
48	126.7943	125.9016			
49	126.6008	125.9016			
50	126.7409	125.9016			
51	126.6395	125.9016			

- Tableau n°2 -

Calcul de Ω .

$\lambda = 2,4 \text{ ms}$
 $V_{\text{com}} = 4,3 \text{ V}$
 $T = 0,1 \text{ S}$



1-Courbe calculée avec $\theta=0,35$
 2-Courbe calculée avec $\theta=0,465$
 3-Courbe enregistrée sans L.I
 4-Courbe enregistrée avec L.I

- Fig. 10 -

3) Nouveau programme de démarrage supprimant le dépassement.

Les modifications à apporter vont simplement consister à retarder l'action de la sortie analogique donnant IU. Le programme n°2 diffèrera donc peu du programme n°1. Ils seront identiques jusqu'à la comparaison de E avec E_{ref} . Pour retarder l'application de IU il suffira de faire $IU=0$ pendant les 40 premières périodes d'échantillonnage, ce qui s'obtient facilement en appliquant $IU=40$ tant que N est inférieur à 40 (instruction 6).

Les notations utilisées dans l'organigramme et le listing du programme n°2 sont identiques à celles du programme n°1.

4) Résultats obtenus :

Les résultats obtenus avec ce nouveau programme sont présentés sur les enregistrements n°8 et 8' qui montrent respectivement les régimes transitoires au démarrage sans boucle de limitation d'intensité et avec boucle de limitation d'intensité.

Ces deux courbes ne présentent aucun dépassement, ce qui correspond au but cherché. Cependant, on note l'influence très nette du circuit limiteur d'intensité sur la constante de temps.

DEMAR

Initialisation
Lecture des consignes
Remise à zéro

Lancement de l'horloge

unité centrale libre

interruption horloge

ZIB

Passage du niveau d'interruption 0 au
niveau d'interruption 8

NIVO8

Lecture analogique de vitesse [E]
et intensité [V]

Lancement d'horloge

$$W = V - E_{con}$$

0 < W < 0

$$IW = 0$$

$$IW = E_{con}$$

9

$$U = E_{ref} - E$$

0 > U < 0

$$IU = 0$$

6

< 40

> 40

$$40 =$$

$$IU = U$$

sorties analogiques
de IW et IU

unité centrale libre


```

// JOB
// FOR ZIB
*LIST SOURCE PROGRAM
C  SOUSPROGRAMME ZIB
   SUBROUTINE ZIB
   CALL LEVEL(8)
   RETURN
   END

// FOR NIVO8
*LIST SOURCE PROGRAM
C  SOUSPROGRAMME NIVO8
   SUBROUTINE NIVO8
   EXTERNAL ZIB
   EXTERNAL DEMAR

   DIMENSION INPUT(4), IDATA(5)

   COMMON N,V,E,W,U, INPUT, IDATA, ECON, EREF
   IF(N-20000) 2,2,4
2  CALL DATSW(0,L)
   GO TO (13,12) L
13 CALL TIMER (ZIB,2,100)
   CALL AIS(12001,INPUT(1), INPUT(4),4112)
   V=INPUT(2)

   V=V*5./32766.
   E=INPUT(1)
   E=E*5./32766.
   W=V-ECON

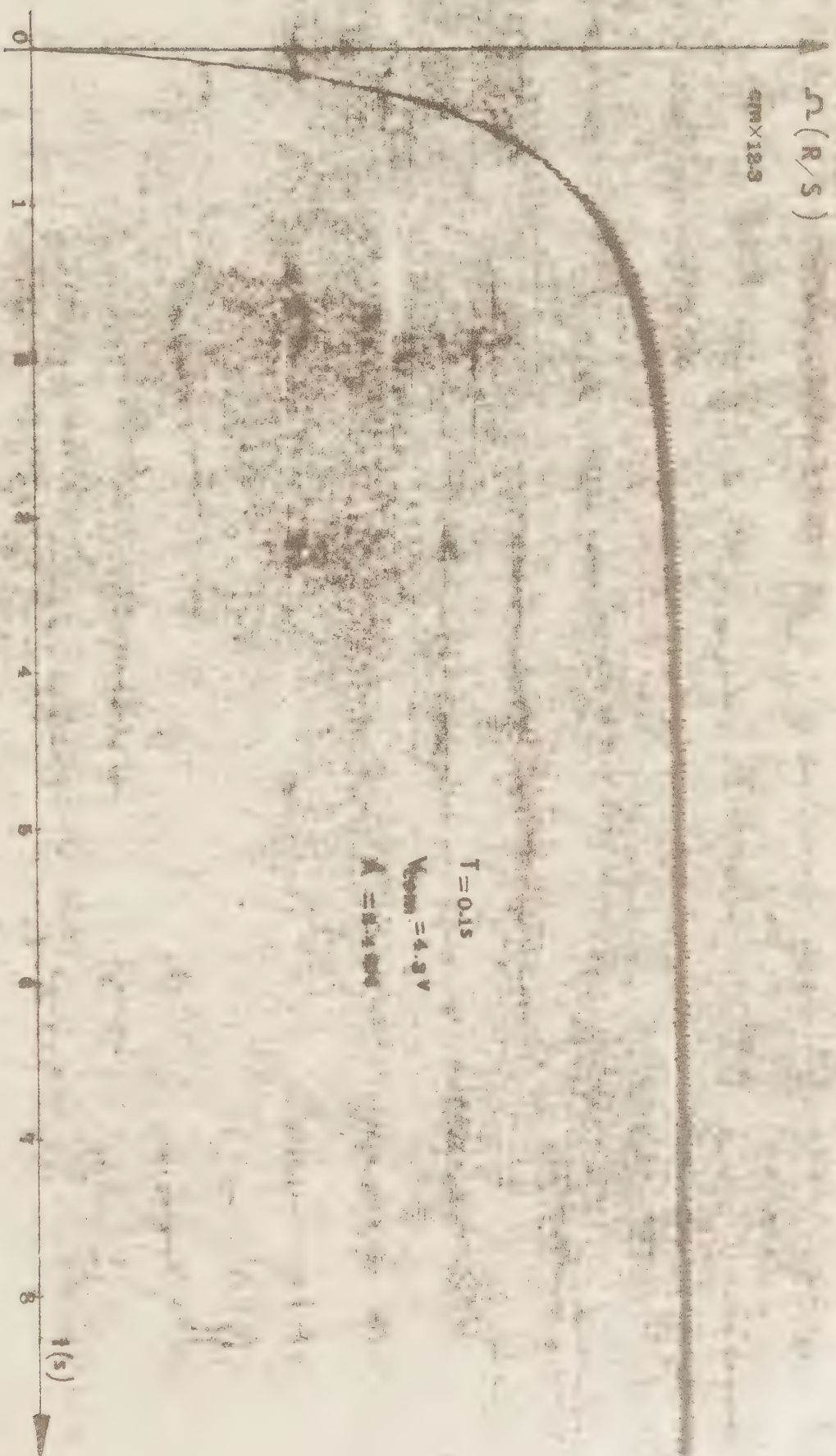
   IW=W*32766./5.
   IF(IW) 7,7,8
7  IW=ECON*32766./5.
   GO TO 9
8  IW=0
9  CONTINUE
   IDATA(3)=IW
   U=EREF-E
   IU=U*32766./5.
   IF(IU) 5,5,6
5  IU=0
6  IF(N-40) 10,10,11      Comparaison de N à 40
10 IU=0
11 IDATA(1)=IU
   CALL DAC(01101, IDATA(1),IDATA(5))
   N=N+1
   GO TO 4
12 CALL QUEUE(DEMAR,1,0)
   CALL ENDTS
4  CALL INTEX

   END

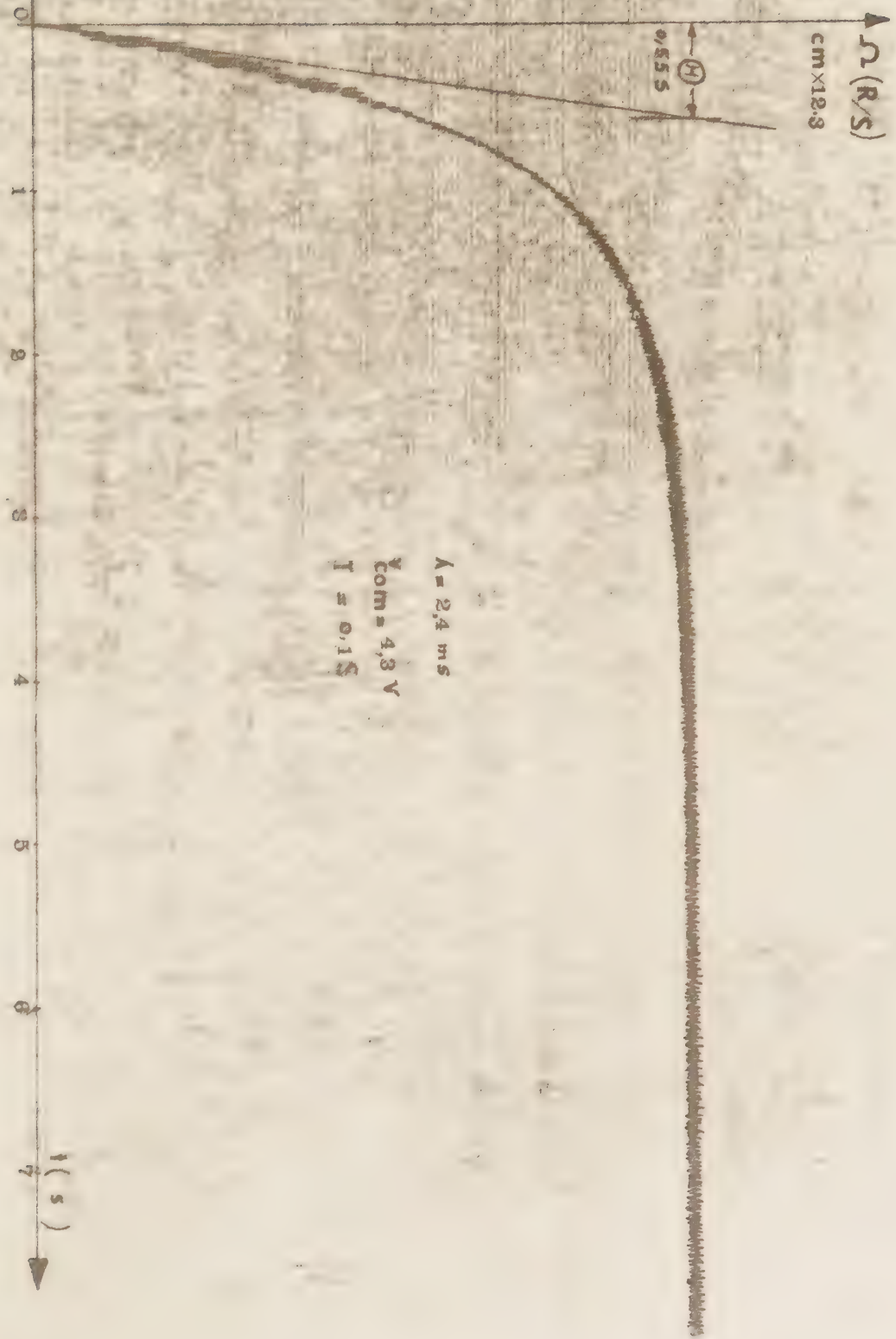
```

Programme n°2

```
// FOR DEMAR
*IOCS(CARD,DISK,TYPEWRITER)
*LIST SOURCE PROGRAM
  EXTERNAL ZIB
  DIMENSION INPUT(4),IDATA(5)
  COMMON N,V,E,W,U, INPUT, IDATA,ECON,EREF
  CALL UNMK(-1,-1)
  IDATA(4)=1
  IDATA(2)=3
  IDATA(1)=0
  IDATA(3)=0
  READ(2,100)ECON,EREF
  PAUSE
100  FORMAT(2F5.2)
  CALL DAC(01101,IDATA(1),IDATA(5))
  PAUSE
  N=1
  CALL TIMER(ZIB,2,100)
  CALL VIAQ
  END
```

Courbe enregistrée n° 8 : Démarrage sans circuit L.I sous contrôle de l'ordinateur en cas de marche à vide.

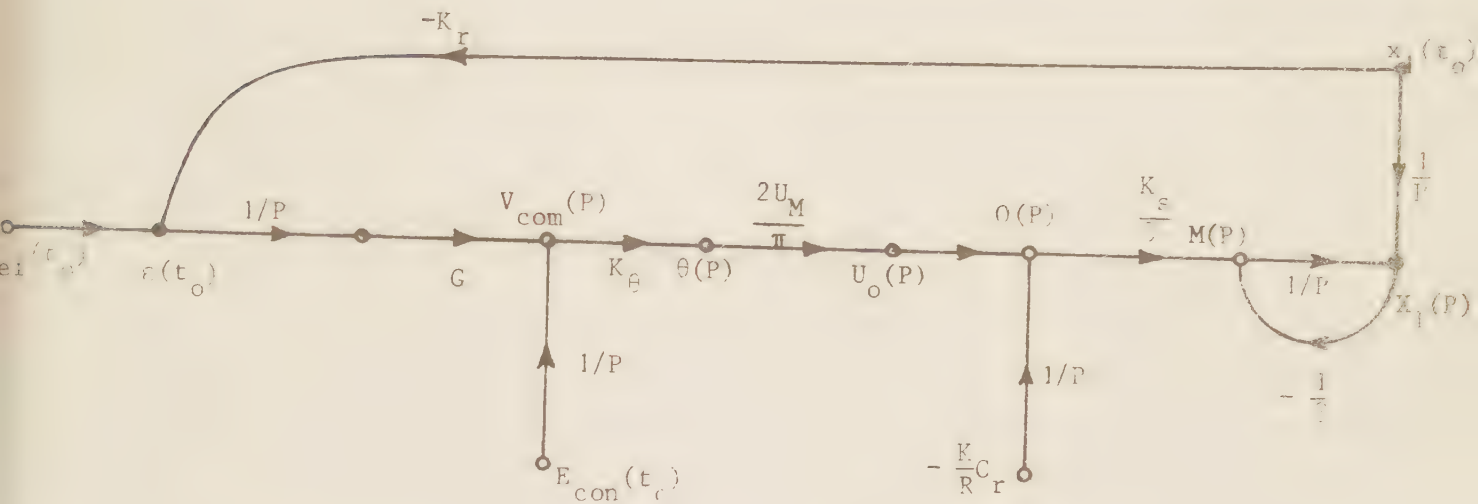


Courbe enregistrée n° 8' - Démarrage avec circuit L.L.I analogique

IV - ETUDE DU SYSTEME DANS LE CAS DE LA MARCHÉ EN CHARGE :

a) Calcul de l'équation de récurrence.

D'après le diagramme fonctionnel présenté sur la fig. 7 (chap. IV) et dans l'hypothèse de la marche en charge du moteur, sans boucle de limitation d'intensité; le diagramme de fluence et l'équation d'état du système deviennent :



$$X(P) = \left[\frac{1}{P + \frac{1}{\Theta}} - \frac{F \cdot G}{\Theta \cdot P \left(P + \frac{1}{\Theta} \right)} \right] x(t_0) + \left[\frac{M \cdot G}{\Theta \cdot P \left(P + \frac{1}{\Theta} \right)} + \frac{M}{\Theta \cdot P \left(P + \frac{1}{\Theta} \right)} \cdot \frac{E_{con}}{E_{ref}} \right] \\ * E_{ref}(t_0) - \frac{N}{\Theta \cdot P \left(P + \frac{1}{\Theta} \right)} C_r(t_0) \quad (17)$$

avec $t - t_0 = KT = 0,1s$ et $\theta_{calculée} = 0,465s$ $\theta = 0,3s$ enregistrée $F = K_r \cdot K_s \cdot K_\theta \cdot \frac{2U_M}{T} = 1,02$

$$M = K_s \cdot K_\theta \cdot \frac{2U_M}{\pi} = 30$$

$$E_{con} = E_{ref} = 4,3V \quad G = 5$$

$$N = K_s \cdot \frac{K}{R} = 1,19$$

$$C_r = KI = 0,96 \cdot 11 \approx 10,5 \text{ N.M}$$

$$e^{-\frac{1}{T}} = 0,8$$

l'équation de récurrence du système s'écrit :

$$X[(K+1)T] = \begin{bmatrix} e^{-\frac{1}{\theta} T} & -1,02.G(1-e^{-\frac{1}{\theta} T}) \\ -1,19C_r(KT)(1-e^{-\frac{1}{\theta} T}) & \end{bmatrix} X(KT) + (G+1)30.(1-e^{-\frac{1}{\theta} T}) E_{ref}(KT) \quad (18)$$

Elle diffère de celle correspondant à la marche à vide par un terme en C_r qui traduit l'influence de la charge.

b) Démarrage.

1) Analyse de l'action du limiteur d'intensité.

Comme nous l'avons constaté dans l'étude de la marche à vide, l'utilisation du programme n°1 pour le démarrage conduit aussi dans le cas de la marche en charge à un dépassement de vitesse. Il est dû aux mêmes phénomènes, c'est-à-dire à la présence d'une tension d'erreur trop forte au démarrage qui entraîne la pleine ouverture des thyristors et corollairement la saturation du circuit de commande. Un essai, dans ces conditions, a été réalisé et la courbe correspondante est donnée par l'enregistrement n°9.

Si on compare cette courbe avec la courbe n°5 tracée dans des conditions de travail identiques sauf pour le limiteur d'intensité qui est analogique, on constate, sur la courbe n°9 des oscillations de période 100ms, alors qu'elles ne sont que de 20ms pour la courbe n°5. Ces 2 périodes d'oscillation caractérisent les 2 types de fonctionnement du limiteur : analogique et numérique. La période de 20ms de la courbe n°5 représente le temps de réponse du système analogique, compte tenu des capacités parasites et des temps de réponse des divers éléments. Dans le cas de la commande numérique, le limiteur ne peut intervenir qu'aux instants d'échantillonnage : il bloque donc les thyristors toutes les 100ms (nous avons choisi $T=0,15$) en cas de surintensité, ce qui explique la présence d'oscillations de vitesse.

En effet, pour un couple $C_r = 10 \text{ N.m}$, la valeur V de la tension à la sortie du circuit limiteur est d'environ 4,3 volts et sensiblement égale à la consigne E_{con} . Donc si le moteur démarre avec un couple résistant de 10 N.m, V aura atteint 4,3V avant la fin de la 1ère période $T = 0,1 \text{ s}$. A l'instant d'échantillonnage suivant le circuit limiteur indiquera donc une surintensité et ordonnera le blocage des thyristors, ce qui va entraîner un ralentissement jusqu'à l'instant $2T$ et ainsi de suite. On en conclut que pour les instants $(2k+1)T$ la tension de commande IU sera de 4,3 volts et pour les instants $2kT$ elle sera nulle. L'aspect de la courbe 9 est bien caractéristique de ce fonctionnement en tout où rien, où la commande n'est appliquée qu'une fois sur deux.

2) Suppression du dépassement.

Pour supprimer le dépassement observé sur la courbe n°9, la méthode utilisée pour le programme n°2 reste valable à condition toutefois de faire certaines remarques : pour le programme n°2 l'application de la tension IU provenant de l'erreur de vitesse est retardée de 40 périodes et varie ensuite avec la différence $E_{\text{ref}} - E$. Dans le cas de la marche en charge cette solution ne convient pas car IU doit être suffisamment grand pour maintenir la vitesse à 1200 t/minute quand le couple maximum admissible $C_r = 10 \text{ N.m}$ est appliqué. Les résultats expérimentaux décrits au chapitre IV nous indique que pour la vitesse de 1200 t/min. et un couple de 10 N.m (11A débités dans l'induit) il faut une tension de commande d'environ 6 volts. On aura donc la relation :

$$6V = G \cdot E + E_{\text{con}} = 1,7 + 4,3$$

avec $G = 5$ et $E_{\text{con}} = 4,3 \text{ V}$ il vient $E = 0,35$

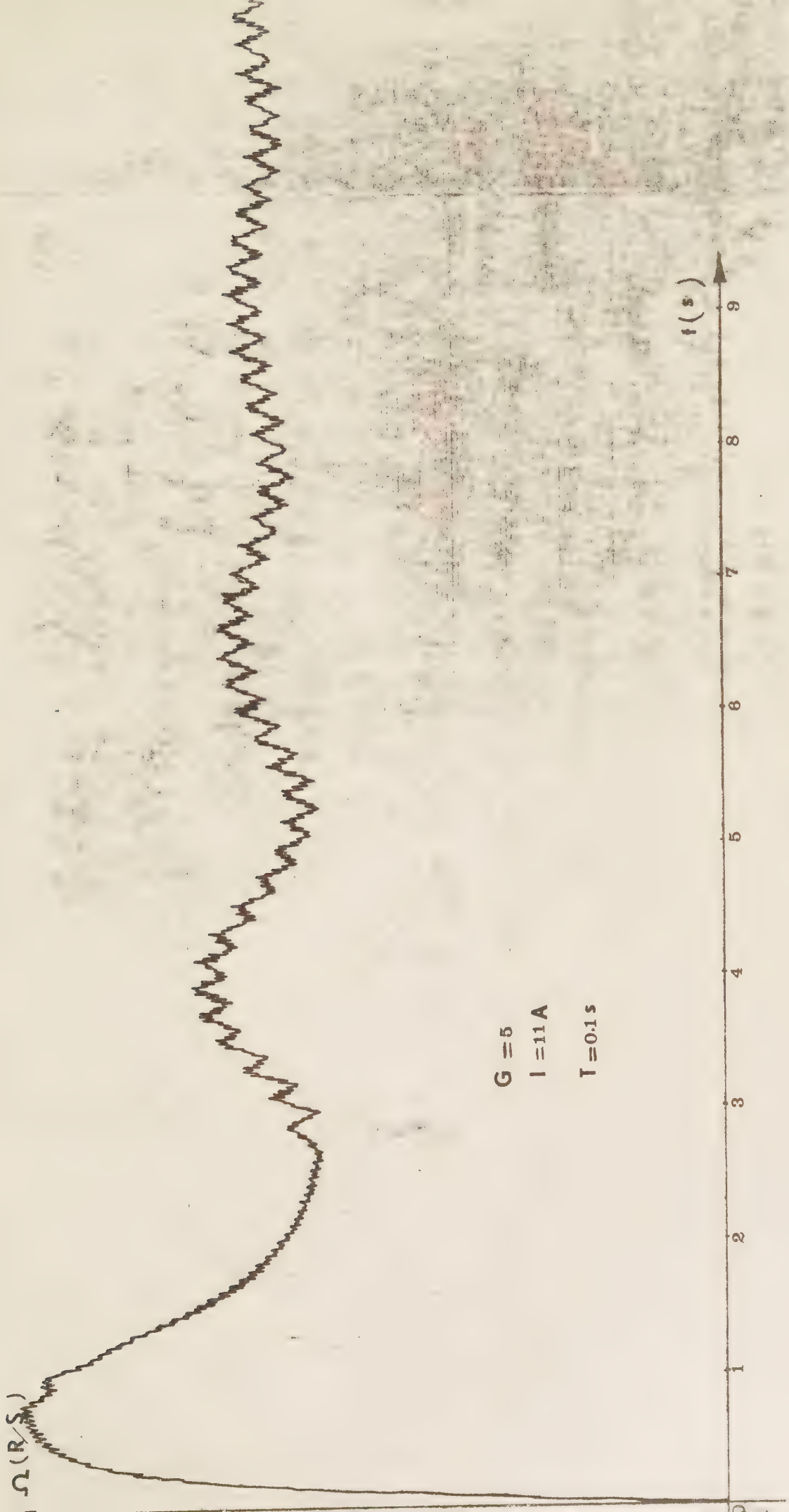
Donc en régime permanent, il faudra appliquer au système de commande des thyristors une tension d'au moins 6 volts qui correspond à une tension de sortie de l'ordinateur $IU = 0,35 \text{ volts}$ au moins. Pour plus de sécurité et pour diminuer le temps de montée de la courbe nous avons pris 0,6 volts.

Le programme de travail n°3 est donc le même que le programme n°2 à la modification suivante près :

après 40 périodes d'échantillonnage, IU est maintenue constante et égale à 0,6 volts.

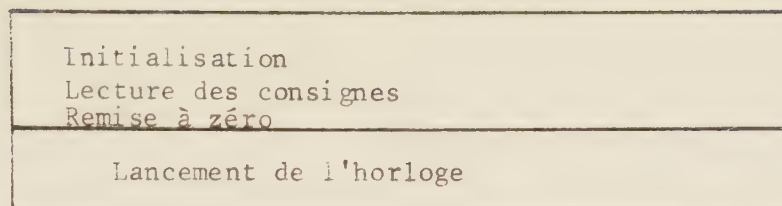
Les notations sont identiques pour l'organigramme et le listing à celles des programmes n°1 et 2.

L'enregistrement n°10 présente les résultats obtenus avec ce programme. On constate que le dépassement est supprimé et que subsiste l'oscillation à 10Hz due au limiteur de courant.



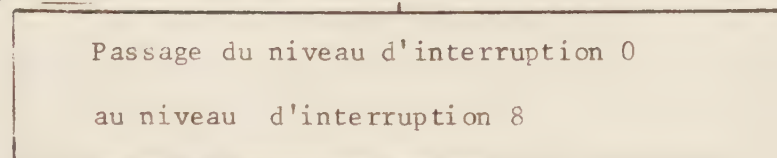
$G = 5$
 $I = 11 A$
 $T = 0.1 s$

Courbe enregistrée n°9.

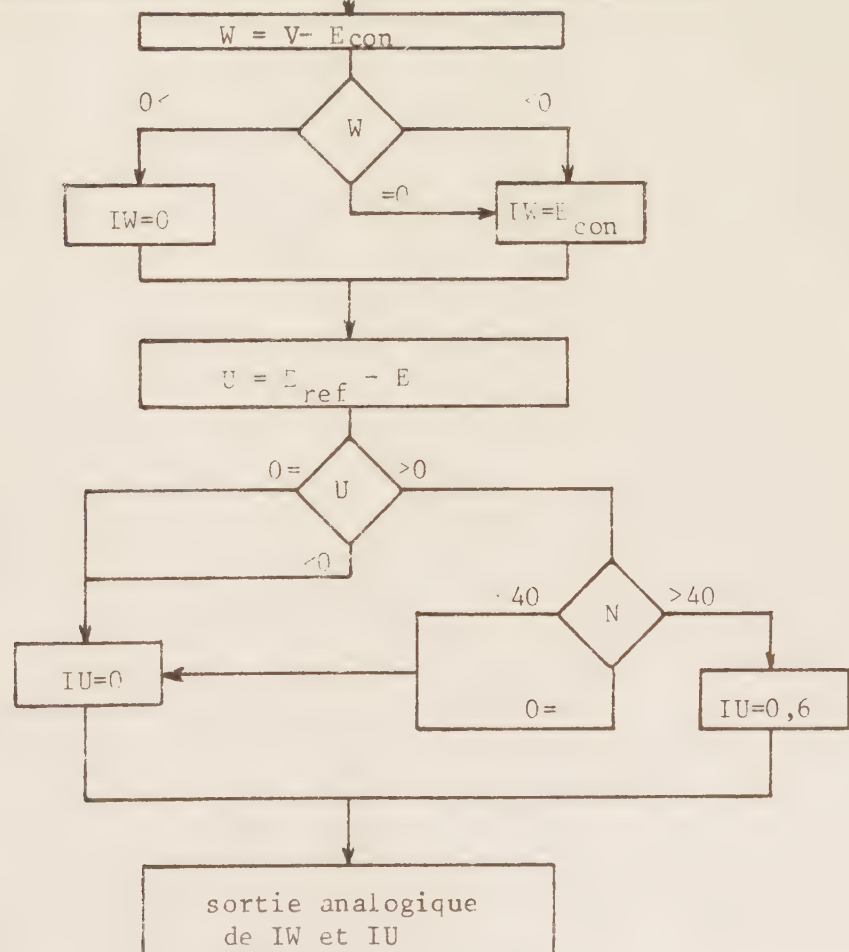
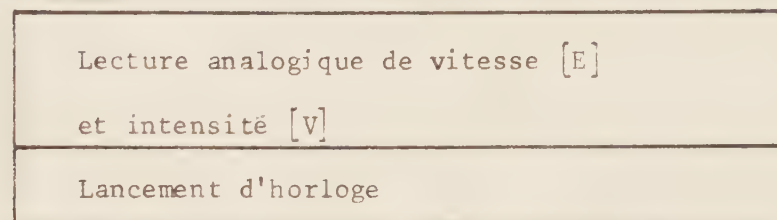


unité centrale libre

interruption de l'horloge ZIB



NIV08



organigramme n°3

unité centrale libre


```
// JOB
```

```
// FOR ZIB
```

```
*LIST SOURCE PROGRAM
```

```
C      SOUSPROGRAMME ZIB
```

```
      SUBROUTINE ZIB
```

```
      CALL LEVEL(8)
```

```
      RETURN
```

```
      END
```

Programme n°3

```
// FOR NIVO8
```

```
*LIST SOURCE PROGRAM
```

```
C      SOUSPROGRAMME NIVO8
```

```
      SUBROUTINE NIVO8
```

```
      EXTERNAL ZIB
```

```
      EXTERNAL DEMAR
```

```
      DIMENSION INPUT(4),IDATA(5)
```

```
      COMMON, N,V,E,W,U,INPUT,IDATA,ECON,EREF
```

```
      IF(N-20000)2,2,4
```

```
2      CALL DATSW(0.,L)
```

```
      GO TO (13,12),L
```

```
13     CALL TIMER(ZIB,2,100)
```

```
      CALL AIS(12001,INPUT(1),INPUT(4),4112)
```

```
      V=INPUT(2)
```

```
      V=V*5./32766.
```

```
      E=INPUT(1)
```

```
      E=E*5./32766.
```

```
      W=V-ECON
```

```
      IW=W*32766./5.
```

```
      IF(IW),7,7,8
```

```
7      IW=ECON*32766./5.
```

```
      GO TO 9
```

```
8      IW=0
```

```
9      CONTINUE
```

```
      IDATA(3)=IW
```

```
      U=EREF-E
```

```
      IU=U*32766./5.
```

```
      IF(IU)5,5,6
```

```
5      IU=0
```

```
6      IF(N-40)10,10,11
```

```
10     IU=0.6*32766./5.
```

```
11     IDATA(1)=IU
```

```
      CALL DAC(01101,IDATA(1),IDATA(5))
```

```
      N=N+1
```

```
      GO TO 4
```

```
12     CALL QUEUE(DEMAR,1,0)
```

```
      CALL ENDTS
```

```
4      CALL INTEX
```

```
      END
```



```
// FOR DEMAR
* IOCS(CARD,DISK,TYPEWRITER)
* LIST SOURCE PROGRAM

EXTERNAL ZIB
DIMENSION INPUT(4),IDATA(5)
COMMON N,V,E,W,U,INPUT,IDATA,ECON,EREF

CALL UNMK(-1,-1)
IDATA(4)=1
IDATA(2)=3
IDATA(1)=0
IDATA(3)=0
READ (2,100)ECON,EREF
PAUSE
100 FORMAT (2F5.2)
CALL DAC(01101,IDATA(1),IDATA(5))

PAUSE
N=1
CALL TIMER(ZIB,2,100)

CALL VIAQ

END
```




Courbe enregistrée n° 10.

c) Comparaison du modèle mathématique et du système réel.

Pour effectuer cette comparaison il faut calculer la réponse temporelle du système à partir des équations de récurrence établies en se basant sur les fonctions de transfert. Cette comparaison nous renseignera sur la validité des hypothèses que nous avons faites, en particulier sur celles concernant la linéarité.

Le calcul de la réponse temporelle doit être effectuée en 2 temps :

- pour t compris entre 0 et $40T$ d'une part (avec $I_U=0$ et $I_W=4,3$ volts une fois sur deux)

- pour t supérieur à $40T$ d'autre part ($I_U=0,6$ volt et $I_W=4,3$ volts une fois sur deux).

Pour $0 < t < 40T$ on obtient :

$$X_1(p) = \frac{\Theta}{1+p\Theta} x_1(t_o) + \frac{1}{p(1+p\Theta)} M \left(G \frac{\varepsilon}{E_{con}} + 1 \right) E_{con}(t_o) - \frac{1}{p(1+p\Theta)} NC_r(t_o)$$

d'où

$$X(K+1)T = e^{-\frac{1}{\Theta}T} \cdot X(KT) + (1 - e^{-\frac{1}{\Theta}T}) M \left(G \frac{\varepsilon}{E_{con}} + 1 \right) E_{con}(KT) - NC_r(KT) (1 - e^{-\frac{1}{\Theta}T}) \quad (19)$$

en remplaçant Θ par 0,3

$$X[(K+1)T] = 0,716X(KT) + 8,52(1,7 + L \cdot E_{con}) - L \cdot 3,5 \quad (20)$$

où le chiffre L vaut 0 si K est pair et 1 si K est impair (quand les thyristors sont bloqués le couple moteur est nul). Pour $t > 40T$ nous étudierons le cas de deux constantes de temps : $\Theta = 0,4650$ et $\Theta = 0,550$, il vient en partant cette fois de l'équation (18)

$$X[(K+1)T] = -0,22X(KT) + 129 + G \cdot L \cdot E_{con} - L \cdot 2,4 \quad (21)$$

pour $\Theta = 0,465$ et

$$X[(K+1)T] = -0,012X(KT) + 108 + 5L \cdot E_{con} - L \cdot 2,1 \quad (22)$$

pour $\Theta = 0,55$.

Le calcul correspondant à ces équations est effectué grâce au programme n°4 illustré par l'organigramme n°4. Il se déroule de la façon suivante : tant que $N \leq 40$, on calcule Ω à partir de l'équation 20, dès que $N > 40$ on le calcule par les équations (21) ou (22). On remarquera que le nombre L est obtenu en faisant l'opération

$$L = N - (\text{partie entière de } \frac{N}{2}) \cdot 2$$

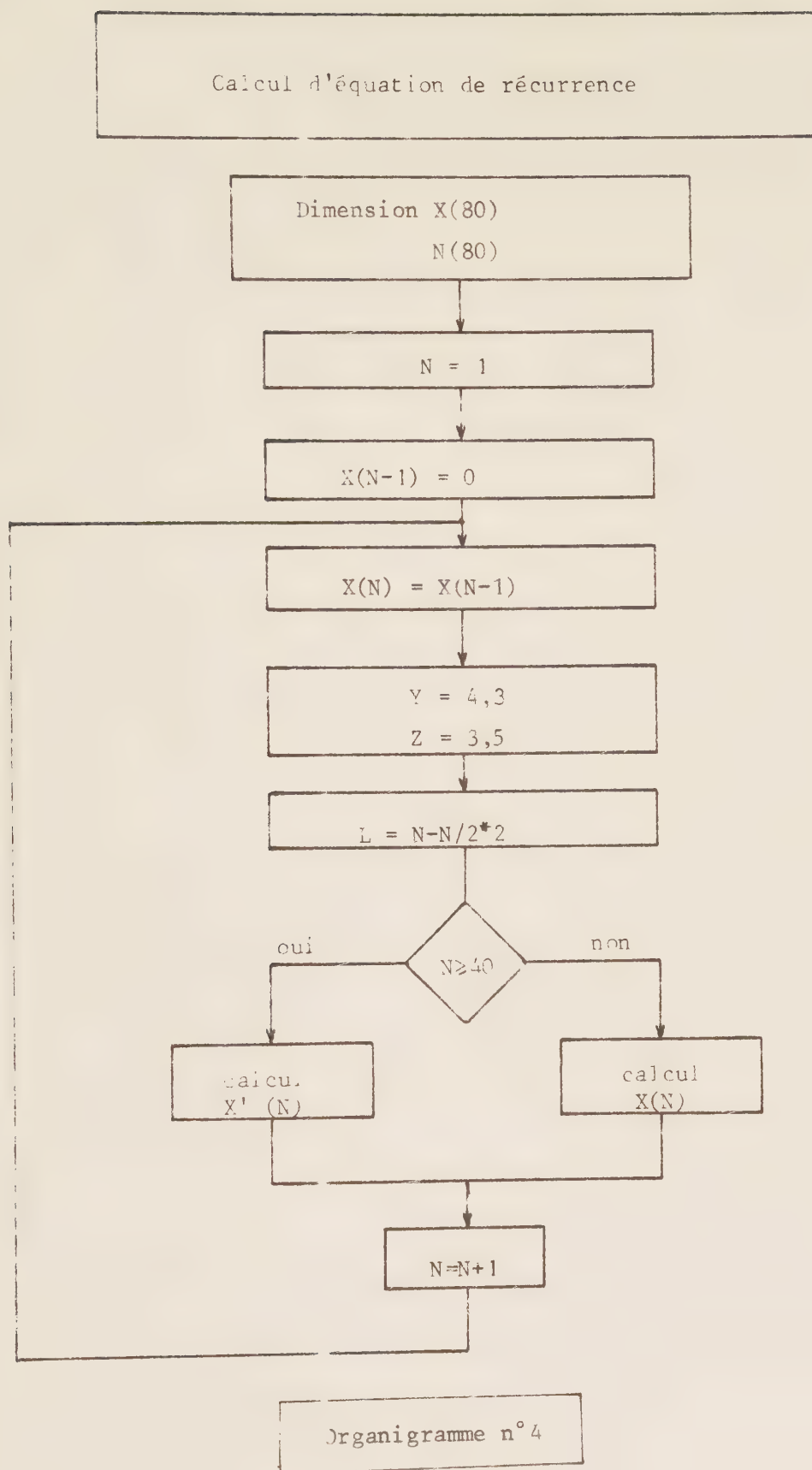
Il vaut bien 0 pour N pair et 1 pour N impair).

Les résultats des calculs et les courbes correspondantes sont présentés sur le tableau n°3 et la figure 11.

La figure 11 permet de confronter les résultats théoriques et expérimentaux.

On constate que les courbes calculées sont nettement plus désavantageuses que la courbe réelle, car l'amplitude des oscillations est beaucoup plus grande qu'en réalité. Les périodes d'oscillations sont identiques (0,1s) ainsi que les temps de montée.

Dans le cas de la courbe réelle, une mesure à la dynamo tachymétrique indique des fluctuations inférieures à 5% pour une charge $C_N = 10 \text{ N.m}$. Les fluctuations calculées sont environ deux fois plus importantes. Cependant, les valeurs moyennes de la vitesse sont pratiquement identiques et ont même allure de variation. Nous pouvons donc en conclure que notre modèle mathématique est valable.



Pour le programme K est remplacé par N.

Programme n°4

```
// JOB
// FOR NAME
*ONE WORD INTEGERS
*IOCS(CARD,DISK,TYPEWRITER)
*NONPROCESS PROGRAM
*LIST SOURCE PROGRAM
  DIMENSION X(80)
  N=1
  X(N-1)=0

  DO 1 N=1,80
    X(N)=X(N-1)
    L=N-N/2*2
    Y=4.3
    Z=3.5
    IF(N-40)2,2,3
  2 X(N)=0.716*X(N-1)+8.52*(1.7+L*Y)-L*Z
    GO TO 6
  3 X(N)=-0.22*X(N-1)+129.+6.*L*Y-L*Z
  6 CONTINUE
  WRITE(1,80)N,X(N)
80 FORMAT(13,5X,F8.2)

  CALL EXIT
```

```
// JOB
// FOR NAME
*ONE WORD INTEGERS
*IOCS(CARD,DISK, TYPEWRITER)
*NONPROCESS PROGRAM
*LIST SOURCE PROGRAM
  DIMENSION X(80)
  N=1
  X(N-1)=0
  DO 1 N=1,80
    X(N)=X(N-1)
    L=N-N/2*2
    Y=4.3

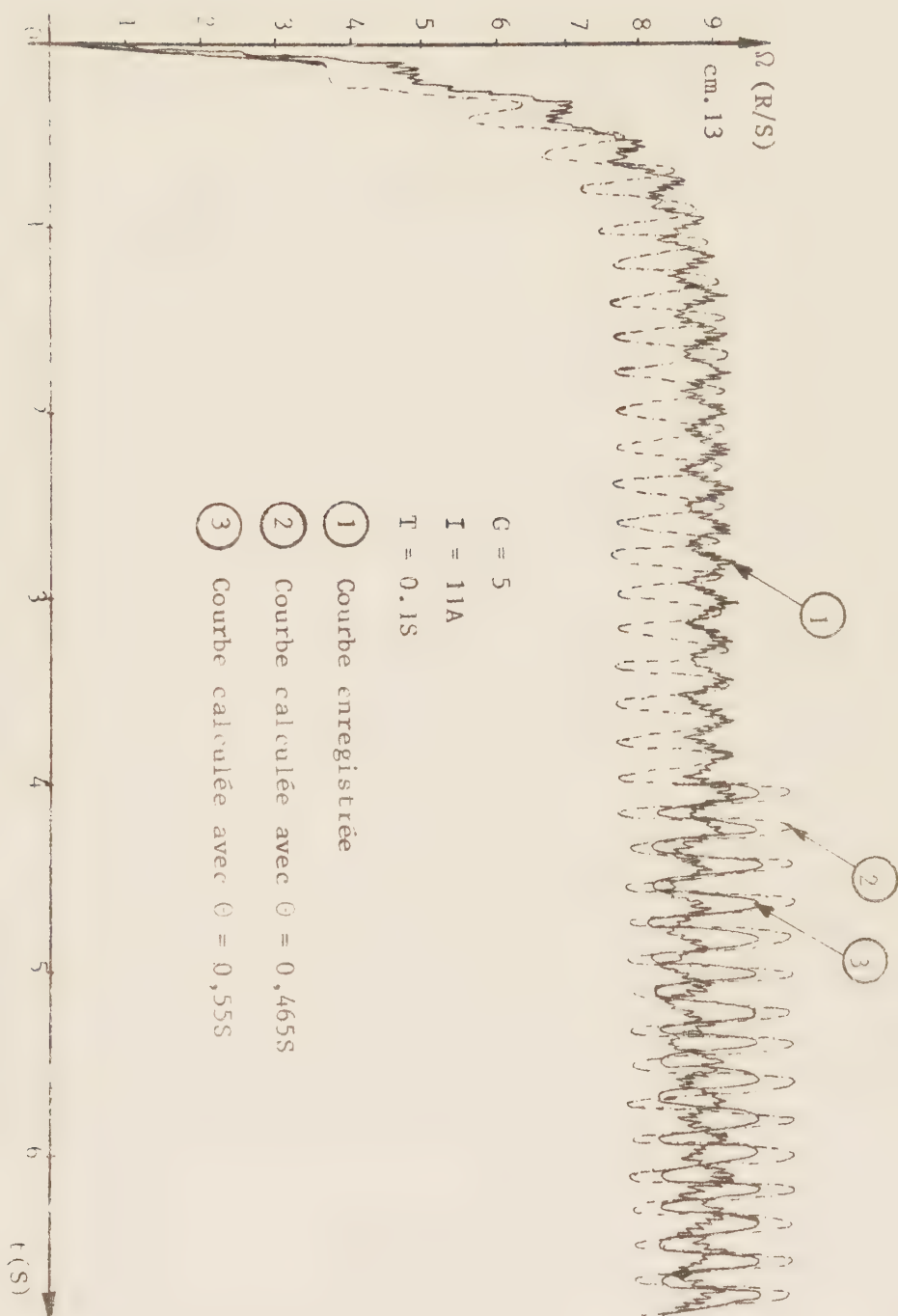
    Z=3.5
    IF(N-40)2,2,3
  2 X(N)=0.716*X(N-1)+8.52*(1.7+L*Y)-L*Z
    GO TO 6
  3 X(N)=-0.012*X(N-1)+108.+5.*L*Y-L*Z
  6 CONTINUE
  WRITE(1,80)N,X(N)
80 FORMAT (13,5X,F8.2)
  CALL EXIT
  END
```


N	(N) $[R_{1S}]$
1	47.61
2	48.57
3	82.40
4	73.48
5	100.23
6	86.25
7	109.37
8	92.79
9	114.06
10	96.15
11	116.46
12	97.87
13	117.69
14	98.75
15	118.32
16	99.20
17	118.65
18	99.43
19	118.81
20	99.55
21	118.90
22	99.61
23	118.94
24	99.65
25	118.96
26	99.66
27	118.98
28	99.67
29	118.98
30	99.67
31	118.98
32	99.68
33	118.99
34	99.68
35	118.99
36	99.68
37	118.99
38	99.68
39	118.99
40	99.68
41	129.36
42	100.53
43	129.18
44	100.58
45	129.17
46	100.58
47	129.17
48	100.58
49	129.17
50	100.58
51	129.17
52	100.58
53	129.17
54	100.58
55	129.17

 $\Theta = 0,4658$

N	(N) $[R_{1S}]$
1	47.61
2	48.57
3	82.40
4	73.48
5	100.23
6	86.25
7	109.37
8	92.79
9	114.06
10	96.15
11	116.46
12	97.87
13	117.69
14	98.75
15	118.32
16	99.20
17	118.65
18	99.43
19	118.81
20	99.55
21	118.90
22	99.61
23	118.94
24	99.65
25	118.96
26	99.66
27	118.98
28	99.67
29	118.98
30	99.67
31	118.98
32	99.68
33	118.99
34	99.68
35	118.99
36	99.68
37	118.99
38	99.68
39	118.99
40	99.68
41	124.80
42	106.50
43	124.72
44	106.50
45	124.72
46	106.50
47	124.72
48	106.50
49	124.72
50	106.50
51	124.72

 $\Theta = 0,558$



- Fig. 11

C O N C L U S I O N

En conclusion, examinons les principales conséquences de l'introduction de l'ordinateur dans une boucle d'asservissement :

- 1- Il permet de changer les caractéristiques dynamiques des organes asservis au cours des régimes transitoires.
- 2- Il donne la possibilité d'amener le système aussi près qu'on le désire d'un état final donné, en un temps donné, dans la limite des performances du moteur.
- 3- Si le système est écarté de son état d'équilibre, il est possible de le ramener au régime permanent initial au moyen du calculateur en un temps minimum.
- 4- Les calculatrices réalisent en même temps, le filtrage, la correction et l'extrapolation des signaux, opérations indispensables pour la commande des systèmes asservis. Ainsi, on peut obtenir, grâce à cette utilisation de l'ordinateur des performances inaccessibles aux systèmes analogiques.

Au cours de l'étude précédente, nous n'avons pas exploité à fond toutes les possibilités offertes par la technique numérique, mais nous avons montré qu'elle était utilisable, sous développement mathématique excessif, et qu'elle donnait néanmoins des résultats très intéressants. Bien que ce travail soit basé sur l'emploi d'un modèle linéaire, il convient de remarquer que la validité des hypothèses de linéarité s'étendent dans un domaine suffisant pour une utilisation convenable du moteur dans les cas classiques.

° °

°

- BIBLIOGRAPHIE -

- 1 - E.N. VOLGUINE : Programmation des calculatrices numériques de commande.
Dunod, 1966.
- 2 - R.C. DORF : Les variables d'état dans l'analyse et la synthèse des systèmes
de commande. Dunod, 1967.
- 3 - J.R. RAGAZZINI- G.F. FRANKLIN : Les systèmes échantillonnés, Dunod, 1962.
- 4 - Y. SEVELY : Systèmes et asservissements linéaires échantillonnés. Dunod, 1969.
- 5 - J.T. TOU - Digital and sample data control systems, Mc Graw-Hill (1959).
- 6 - R. BOUDAREL - J. DELMAS - P. GUICHET : Commande optimale des processus,
Dunod (1967).
- 7 - Les régimes variables dans les systèmes linéaires et non linéaires.
Dunod, 1962.
- 8 - J.T. TOU, Modern Control Theory, Mc Graw-Hill, 1964.
- 9 - R.E. BELLMAN et S.E. DREYFUS : La programmation dynamique et ses applications.
Dunod, (1969).
- 10 - M. BOISVERT, J. ROBERT, L.P.A. ROBICHAUD, Graphes de fluence,
Editions Eyrolles, 1961.
- 11 - J. ARSAC : Les systèmes de conduite des ordinateurs, Dunod, (1968).
- 12 - I.B.M. Systèmes Reference Library.

UNIVERSITÉ DE WANGSI

WANGSI, 21 mai 1941

Reçu de la somme de 100 000 000

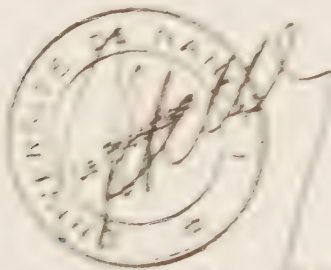
WANGSI, 21 mai 1941

En, l'original

et par voie d'impression

WANGSI, le 21 mai 1941

A Présenter au Conseil de l'Université de WANGSI



Le 21 mai 1941

